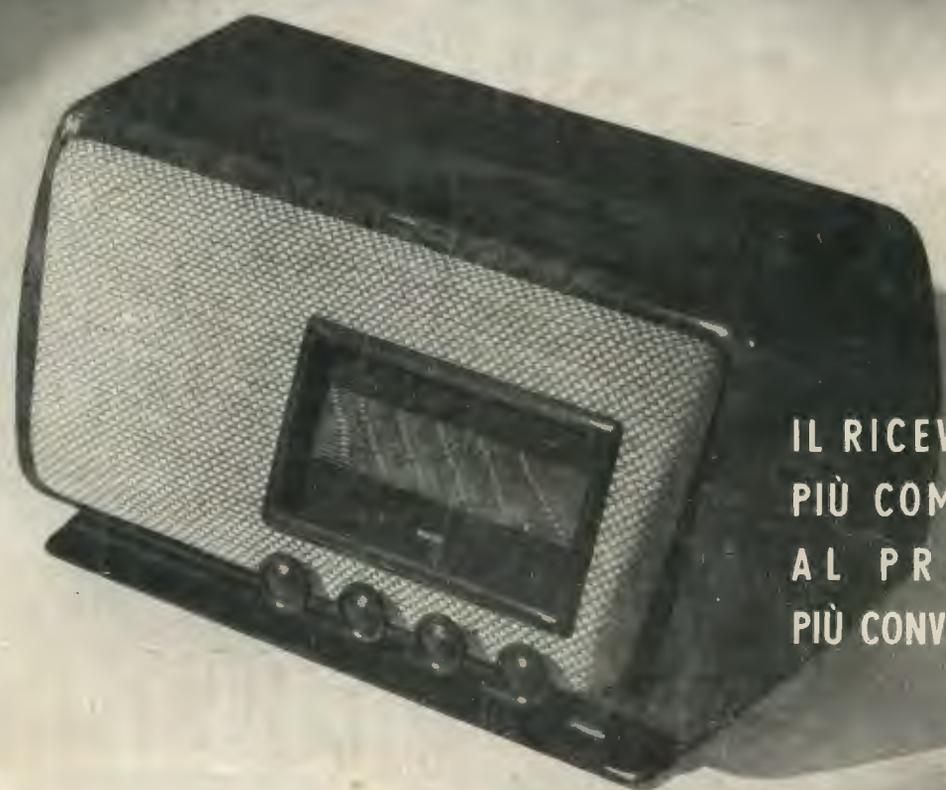
il radio giornale

Organo Ufficiale della ASSOCIAZIONE RADIOTECNICA ITALIANA

ANNO XXIV - N. 4 LUGLIO-AGOSTO 1946 PREZZO L. 50

Rice-Trasmittente
IF 610/607
BREVETTI ITALO FILIPPA
IMCARADIO
ALESSANDRIA

Spedizione in abbonamento postale Gruppo III

(fondato nel 1923)
ORGANO UFFICIALE DELLA ASSOCIAZIONE RADIOTECNICA ITALIANA
Viale Bianca Maria, 24 - MILANO
Direttore: Ing. ERNESTO MONTÙ
Comitato di Redazione: dott. G. de Colle, dr. ing. L. Dobner, dr. ing. L. Pallavicino, dr. ing. E. Severini
ABBONAMENTO ANNUO (6 NUMERI) L. 250 - UN NUMERO L. 50
Associazione A.R.I. (per un anno, con diritto alla Rivista) L. 250
È gradita la collaborazione dei Soci - Gli articoli di interesse generale accettati dalla Redazione sono compensati - Gli scritti dei singoli Autori non impegnano la Redazione e quelli della Redazione non impegnano l'A.R.I. - I manoscritti non si restituiscono.
I Soci sono pregati di indicare il N° di tessera nella corrispondenza. I versamenti possono essere effettuati sul c/c postale N° 3/20751 intestato a IL RADIOGIORNALE. Per il cambiamento di indirizzo inviare L. 10

SOMMARIO

Commento alla situazione

Dopo la concessione dei 50 permessi provvisori da parte del Ministero PP. TT. ai nostri Soci, (per serietà e buon gusto non faremo qui della facile ironia su certi ragli... non saliti al Cielo) ci siamo preoccupati delle possibilità di rinnovo, in attesa delle sospirate e promesse licenze. Perchè il famoso decreto, di cui non si è riusciti a sapere se sia o non sia firmato, se sia stato dimenticato nella cartella di qualche Ministro o di qualche usciere, finora non ha fatto la sua comparsa, ma dovrebbe uscire tra breve se il Ministero ha concessa la proroga della validità dei permessi a tutto 15 Agosto, data alla quale i radianti debbono cessare ogni attività « in attesa delle concessioni definitive ».

Nel frattempo ci siamo preoccupati di far includere anche le gamme dei 20 e 40 metri e, benchè manchi sinora una conferma al riguardo, speriamo che il Ministero abbia preso nella dovuta considerazione le nostre richieste.

Nella prossima Riunione di Milano che avrà luogo il 20 settembre p. v. e di cui pubblichiamo in questo numero il programma, si dovrà discutere della incresciosa questione dell'abuso dei nominativi di trasmissione e studiare il modo migliore per porre un freno a tale malvezzo.

In questo numero diamo notizia del Concorso di trasmissione su 5 metri indetto dalla A.R.I. tra i proprii Soci. Si tratta di una manifestazione che per il suo carattere

spettacolare e per la ricchezza dei premi in palio dovrebbe avere un grandissimo successo. Esso fornirà certamente anche dei risultati interessantissimi e avrà tra i molti vantaggi anche quello di invogliare i nostri OM a scendere sui 5 metri e a studiare le interessantissime condizioni di propagazione straordinaria di queste onde. Sinora i grandi DX su 5 metri sono stati ottenuti con corrispondenti britannici, ma non sembra esservi una ragione plausibile per tale esclusività e i risultati del Concorso saranno quindi molto istruttivi. Naturalmente ogni radiante dovrà, per ottenere risultati valevoli per il Concorso, studiare a fondo le questioni meteorologiche e radiotecniche attinenti alla propaganda straordinaria su 5 metri, ma questo è appunto uno dei lati più simpatici del Concorso, perchè tali nozioni sono molto più importanti che non la potenza e la ubicazione del trasmettitore, di guisa che tutti i concorrenti vengono a trovarsi da questo ultimo punto di vista a condizioni uguali o quasi.

Difendiamo la nostra lingua e la nostra tecnica

In alcuni articoli ricevuti abbiamo notato un largo impiego di termini stranieri anche là dove esiste l'equivalente termine italiano. Chi all'estero legge tali articoli potrebbe ritenere che in Italia si sia così arretrati da non avere nemmeno un vocabolo equivalente. Il nostro Paese ha una gloriosa e antica tradizione in fatto di Elettrotecnica e di Radiotecnica e tale abuso di termini stranieri suona veramente come una ingiustizia e... una minchioneria. Sta bene l'impiego delle abbreviazioni internazionali in uso tra gli OM e comprendiamo la reazione al divieto fascista dei termini stranieri, ma non bisogna esagerare, nevvero?

Rammentiamo poi che per la migliore comprensione da parte dei lettori è bene servirsi possibilmente sempre della stessa terminologia e degli stessi simboli che sono stati pubblicati in alcune opere di radiotecnica.

Riunione dell'A.R.I.

(21 Settembre 1946)

In occasione della Fiera di Milano avrà luogo la Riunione Annuale dei Soci della A. R. I. il 21 Settembre p. v. a Milano.

Il programma di massima è così stabilito:

Ore 9,30: Ritrovo dei Congressisti presso l'Associazione Elettrotecnica Italiana (via S. Paolo 8, vicino a piazza del Duomo).

Ore 10: Partenza per la visita agli Stabilimenti della Soc. An. G. Geloso (Viale Brenta 29 - tram 13, 20 e 22)

Ore 14: Colazione.

Ore 16: Assemblea dei Soci presso la A.E.I.. (via S. Paolo 8).

Ore 18: Visita al Padiglione della Radio presso la Fiera di Milano.

La quota di partecipazione alla Riunione è di L. 400 con diritto alla colazione, di L. 50 senza colazione. L'iscrizione, accompagnata dalla quota, dovrà pervenire entro il giorno 15 Settembre.

Data la concomitanza della Fiera di Milano e la mancanza di dati precisi circa la partecipazione dei Soci, non sarà possibile provvedere l'alloggio dei partecipanti.

Concorso su 5 metri per i soci della A. R. I.

Premesso che le grandi portate sulla banda di 5 metri sono dovute a condizioni del tutto eccezionali della propagazione, che possono però essere in parte previste in base alle condizioni meteorologiche anormali e alla propagazione delle altre frequenze, mentre non dipendono che in minima parte dalla potenza della stazione, è stato deciso di indire un Concorso di distanza sulla banda dei 5 metri al quale possono partecipare tutti i Soci della A.R.I. muniti di licenza.

La durata del Concorso si estende dal 15 Settembre 1946 al 31 Luglio 1947.

I Soci che intendono partecipare al Concorso dovranno far pervenire la loro iscrizione alla Sede Centrale della A.R.I. per lettera raccomandata entro il termine suddetto. Sono però valevoli solo i risultati ottenuti dopo l'iscrizione. All'atto dell'iscrizione i partecipanti debbono versare l'importo di L. 100.

Sono validi solo i risultati ottenuti nella banda di 58,5 a 60 Mc.

La graduatoria dei partecipanti verrà stabilita in base alla massima distanza raggiunta in trasmissione, debitamente stabilita in base a qsl confermanti il DX. Notizia dei DX effettuati va data mensilmente alla A.R.I.

La presentazione delle qsl dovrà essere effettuata entro un mese dopo la data di chiusura del concorso, mediante invio per plico raccomandato delle qsl stesse alla Sede Centrale della A.R.I.

L'esame delle qsl verrà fatto da apposita Commissione che deciderà in modo inappellabile e insindacabile sulla loro validità.

Insieme colle qsl ogni partecipante dovrà presentare una completa descrizione del trasmettitore e del complesso di antenna con tutti i dati e schemi.

I premi consistono in materiale messo a disposizione dai Costruttori e Commercianti Radio di cui ecco un primo elenco:

DUCATI: Assortimento di condensatori variabili e fissi ad alta tensione.

IMCARADIO: Complesso rice-trasmittente mod. IF 610/607 con relativo dipolo verticale.

NOVA RADIO: Gruppo A.F. Nova tipo P. 1 a permeabilità variabile.

Risonatori cavi

Un articolo che interessa chi intende dedicarsi alle frequenze elevate dell'ordine di 1000 Mc e più

Si può aumentare il rendimento e il limite superiore di frequenza di un oscillatore AAF * facente uso di linea doppia collocando gli elementi della valvola al centro di un risonatore a linea doppia a semionda invece che all'estremo di un risonatore a quarto d'onda. Poichè le due metà del sistema a semionda sono effettivamente in parallelo, risultano ridotte le perdite Joule dovute alla corrente di carica; diventa quindi evidente che si potrebbe notevolmente diminuire la dissipazione mediante impiego di un gran numero di linee doppie a quarto d'onda. Si può immaginare che i vari rettangoli di filo che corrispondono alle singole linee doppie sia in numero così grande da formare un involucro dovuto alla rotazione di una linea a quarto

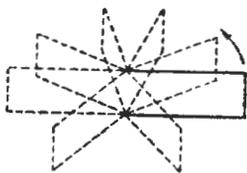



fig. 1

d'onda intorno all'estremo aperto della linea doppia; ciò facendo i campi elettromagnetici vengono confinati all'interno di detto involucro, il che significa che viene a mancare la perdita di energia dovuta alla radiazione.

Altro vantaggio si ha nel fatto che la frequenza non è più influenzata dal corpo dell'operatore. Generalmente non conviene collocare gli elementi della valvola entro il suddetto involucro o *risonatore cavo,* quindi occorrono accorgimenti speciali per applicare o sottrarre energia al risonatore. Tali accorgimenti possono p. es. consistere nel proiettare elettroni attraverso il risonatore in un punto in cui l'intensità del campo elettrico è elevata, oppure nell'introdurre una piccola antenna in un punto del risonatore in cui l'intensità del campo elettrico è elevata oppure, ancora, nell'introdurre una piccola spira in un punto in cui l'intensità del campo magnetico è elevata. L'antenna o il telaio vengono collegati a un cavo concentrico per mezzo di un conveniente adattatore di impedenza.

Un risonatore cavo può anche essere considerato come un pezzo di tubo metallico cavo (guida d'onda) chiuso alle due estremità. Come è noto (v. RADIOTECNICA, I, pag. 264) un tubo conduttore può servire per la propagazione di onde elettromagnetiche. Se un estremo di un tubo metallico viene chiuso per mezzo di una parete di elevata conduttività, questa riflette le onde elettromagnetiche: nella riflessione la fase del campo elettrico viene invertita mentre quella del campo magnetico rimane invariata e, se la conduttività della parete è elevata, le ampiezze delle onde incidenti e riflesse sono all'incirca uguali. Poichè la velocità di propagazione è la stessa tanto per le onde incidenti come per quelle riflesse si formeranno dei ventri e dei nodi di campo elettrico che distano di $\lambda/4$. Se la conduttività è elevata la differenza di potenziale nella parete riflettente è piccola, quindi il campo elettrico sarà trascurabile nel punto in cui detta parete è situata. Viceversa il campo magnetico è massimo alla parete riflettente e naturalmente vi saranno pure ventri e nodi che distano di $\lambda/4$ tra loro. Se ora si immagina di porre una seconda parete riflettente in un nodo del campo elettrico, la forma delle onde stazionarie non risulta alterata; quindi, introducendo energia in un punto del tubo equidistante dalle due pareti, si continuerà ad avere onde stazionarie di ampiezza costante. Ovviamente la minima distanza tra le due pareti deve essere uguale a metà della lunghezza d'onda. Naturalmente le perdite aumentano con la distanza tra le due pareti, quindi le perdite del risonatore a semionda sono inferiori a quelle di altri risonatori la cui lunghezza sia un multiplo di semionda. La velocità di propagazione delle onde nel tubo è superiore a quella nello spazio libero, conseguentemente la lunghezza d'onda nel tubo è maggiore di quella che nello spazio libero compete a una determinata frequenza. La lunghezza del risonatore può essere arbitrariamente piccola rispetto alla lunghezza d'onda nello spazio libero facendo funzionare un risonatore di questo tipo su una delle sue frequenze critiche.

Qualunque involucro chiuso può servire come risonatore cavo, purchè le sue pareti ab-

* N.B. - AAF sta per altissima frequenza.

biano una conduttività elevata. Poichè il risonatore può essere dimensionato in modo da contenere una o più semionde dell'onda stazionaria, esso può oscillare in vari « modi ». I risonatori cavi adatti per la generazione di oscillazioni sono di forma relativamente semplice e vengono usati nel modo fondamentale, cioè con una semionda, ossia alla frequenza più bassa. Benchè i risonatori cavi trovino principalmente impiego nelle valvole a modulazione di velocità come i Klystron, essi possono servire come dispositivi di sintonia AAF con qualunque valvola di tipo conveniente.

Oltre a quella cilindrica possono servire

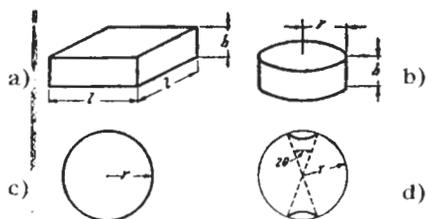
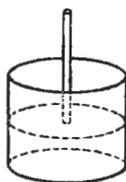



fig. 2

anche altre forme, come il prisma a sezione quadra, la sfera, la sfera a rientranze coniche ecc. come vedesi in fig. 2. La frequenza di risonanza dipende dalle dimensioni della cavità e dal modo di oscillazione. Per i modi a frequenza più bassa la lunghezza d'onda di risonanza dipende nel modo seguente dalle dimensioni del risonatore:

cilindro	$\lambda = 2{,}61$ r
prisma a sezione quadra	» » 1,41 l
sfera	» » 2,28 r
sfera a rientranze coniche	» » 4 r

La lunghezza d'onda di risonanza del cilindro e del prisma a sezione quadra sono indipendenti dall'altezza se quest'ultima è in-

fig. 3

feriore a una semionda. Se invece l'altezza è superiore a una semionda, l'altezza misurata internamente alla cavità deve essere un multiplo della semionda. In quest'ultimo caso una cavità cilindrica può essere sintonizzata come vedesi in fig. 3.

Molto impiegato è il risonatore cavo a rientranza cilindrica del tipo visibile in fig. 4 che serve specialmente nelle valvole a mo-

fig. 4

dulazione di velocità. La lunghezza d'onda di risonanza di questo risonatore dipende dai diametri dei due cilindri e dalla distanza d tra l'estremo della rientranza cilindrica e l'estremo del cilindro esterno che gli sta di fronte.

* * *

Nel caso di un circuito risonante a costanti L, C, R concentrate, le caratteristiche del circuito (frequenza di risonanza, fattore di merito Q e resistenza dinamica o equivalente) sono determinate dai parametri L, C, R. I risonatori cavi non hanno costanti concentrate, ma sarebbe possibile definire valori equivalenti di induttanza, capacità e resistenza; comunque è preferibile determinare i meriti relativi di risonatori cavi di varie forme e confrontarli con circuiti risonanti di tipo normale servendosi direttamente delle tre grandezze: frequenza di risonanza, Q e resistenza dinamica.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad , \quad Q = \frac{\omega L}{R} \quad , \quad R_d = \frac{L}{RC}$$

le quali dipendono a loro volta da L, R e C.

Si può dimostrare che il fattore di merito Q di un circuito risonante in parallelo è uguale a 2π volte il rapporto tra il valore picco della energia accumulata nel campo elettrico o magnetico e l'enrgia dissipata per semiciclo a risonanza. Infatti poichè $f = \frac{1}{T}$ si può scrivere

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{2\pi f L}{R} = \frac{2\pi}{\left(\frac{1}{2}T\right)} \; \frac{\frac{1}{2}LI^2}{RI^2} =$$

$$= 2\pi \times \frac{\text{energia accumulata per semiciclo}}{\text{energia dissipata per semiciclo}}$$

Poichè il campo elettrico è nullo nell'istante

in cui il campo magnetico è massimo, l'energia accumulata può essere considerata uguale all'energia del solo campo magnetico nell'istante in cui questo è massimo.

L'energia dissipata può essere ritenuta uguale all'energia che penetra nella pelle. Chiamando δ la profondità di penetrazione nella pelle, B la densità del flusso magnetico nella cavità nell'istante in cui l'intensità del campo elettrico è nulla, λ la lunghezza d'onda nello spazio libero, si ha per $\delta \ll \lambda$:

$$Q = \frac{\int B^2 \, . \, dv}{\delta \int B^2 \, . \, dS} = \frac{\int B^2 \, dv}{\lambda \int B^2 \, dS} \cdot \frac{\lambda}{\delta} \qquad [\cdot]$$

in cui dv è un elemento di volume e dS un elemento di superficie della cavità. Il prodotto δdS può essere considerato un elemento di volume della pelle del conduttore. Il numeratore rappresenta l'integrale su tutto il volume della cavità, il denominatore l'integrale sulla superficie del conduttore che delimita la cavità.

La quantità

$$\frac{\int B^2 dv}{\int B^2 dS} \qquad [\cdot\cdot]$$

rappresenta dunque il rapporto tra il volume e la superficie dell'involucro che lo delimita ed è quindi proporzionale a una dimensione lineare della cavità. P. es. raddoppiando il raggio di un cilindro circolare, il volume della cavità viene quadruplicato, la superficie dell'area viene raddoppiata (ad eccezione delle superfici circolari agli estremi che vengono quadruplicate), quindi la quantità suddetta verrebbe poco più che raddoppiata purchè la variazione di B sia tale da avere lo stesso effetto sui due integrali, ciò che in pratica avviene approssimativamente. Poichè dunque raddoppiando il raggio raddoppia anche il rapporto suddetto, si vede che esso è proporzionale a una dimensione lineare della cavità. Poichè la lunghezza d'onda di risonanza della cavità è pure proporzionale a una dimensiose lineare della cavità, il primo fattore a terzo membro della [·] è in prima approssimazione indipendente dalla lunghezza di onda (essendo λ al denominatore), pur essendo caratteristico per la forma della cavità.

Dalla [·] risulta che per avere un Q elevato è necessario che il rapporto tra volume e superficie della cavità sia elevato. Poichè la profondità della pelle è proporzionale alla radice quadrata della lunghezza d'onda, il secondo fattore a terzo membro della [·] mostra che, per una cavità di una data forma, il Q varia colla radice quadrata della lunghezza d'osda. Poichè δ varia colla radice quadrata della resistività, Q diminuisce al crescere della resistività del materiale dell'involucro.

La resistenza dinamica L/RC di un comune circuito (a costanti concentrate) risonante in parallelo è, come è noto, una resistenza; dividendo il quadrato della tensione efficace ai capi del circuito per la resistenza dinamica si ha la perdita di potenza nel circuito. Infatti (v. RADIOTECNICA, I, pag. 143) a risonanza la corrente che circola nel circuito è

$$i_0 = e \frac{RC}{L}$$

Quindi la perdita di potenza è

$$i_0^2 \, R = \left(e \frac{RC}{L} \right)^2 R = e^2 \frac{R}{R^2_d}$$

Nel risonatore cavo la grandezza analoga alla tensione ai capi del circuito ricevente in parallelo è l'integrale lineare del campo elettrico lungo un percorso parallelo al campo elettrico nel piano o nella linea in cui il campo è massimo, che è uguale alla velocità di variazione del flusso magnetico totale attraverso l'ansa formata dal percorso. La resistenza dinamica di un risonatore cavo può perciò definirsi come la resistenza che, divisa nel quadrato di questo integrale lineare, dà la potenza dissipata nella cavità. In base a questa definizione si ha l'espressione seguente:

$$\frac{\omega^2 \left[\int B dS \right]^2}{R_d} = \frac{\delta}{2T} \int B^2 dS$$

ossia

$$R_d = 16 \, \pi^2 \, \frac{\left[\int \underline{B} d\underline{S} \right]^2}{\lambda^2 \int \underline{B}^2 d\underline{S}} \cdot \frac{\lambda c}{\delta}$$

is cui c è la velocità della luce. Le sottolineatura di $\underline{B}$ e $\underline{S}$ significano che l'elemento di superficie viene moltiplicato per la componente della densità di flusso B normale alla superficie. *(Continua)*

linee di trasmissione

Generalmente conviene collocare l'antenna o dipolo radiante quando più in alto e distante da edifici, albei, piloni ecc. è possibile; conseguentemente occorre servirsi di qualche dispositivo per trasmettere con un minimo di perdite l'energia dal trasmettitore al dipolo radiante. Questo dispositivo è la *linea di trasmissione*.

Poichè la linea di trasmissione va collegata a un estremo al trasmettitore, e risulta perciò vicina all'edificio in cui quest'ultimo trovasi, è importante che essa irradii pochissimo, perchè questa potenza verrebbe assorbita sul posto e non sarebbe quindi utile ai fini del collegamento.

Le linee di trasmissione sono essenzialmente di due tipi: risonante e non. La differenza tra queste due tipi dipende dall'ampiezza dell'onda stazionaria, cioè dal rapporto tra impedenza caratteristica della linea e impedenza terminale. Se questo rapporto è intorno a 1 si dice che la linea è non-risonante.

Non ci addentreremo nella parte teorica che però è di fondamentale importanza nella trattazione delle linee e rimandiamo quindi il lettore ai testi che trattano della loro teoria (v. p. es. Montù — Radiotecnica — vol. I). Basti qui ricordare che l'impedenza caratteristica di una linea doppia dipende dalla dimensione dei conduttori e dalla loro interdistanza, non dalla loro lunghezza. L'impedenza terminale (dal lato dipolo) dipende della posizione del punto considerato (nel quale cioè la linea viene collegata) sul dipolo.

Se il rapporto tra impedenza caratteristica della linea e impedenza terminale è all'incerca uguale a 1, cioè se le due grandezze considerate sono quasi uguali, risulta dalla teoria delle linee che non si formano onde stazionarie di tensione e di corrente; la linea è non-risonante.

Al crescere del rapporto suddetto aumenta l'ampiezza dell'onda stazionaria. Si tratta dello stesso fenomeno che si verifica per qualunque moto ondoso. Ove cambiano le caratteristiche del mezzo di propagazione si ha una riflessione, quindi formazione di onde stazionarie.

Dunque, se la linea è collegata al suo estremo a una impedenza uguale alla propria impedenza caratteristica, non vi sarà riflessione e corrente e tensione saranno uniformemente distribuite lungo la linea stessa. Se la linea non fosse collegata al suo estremo (impedenza infinita) o se fosse cortocircuitata (p. es. mediante un ponticello che riunisce i due conduttori, impedenza nulla) la riflessione alla estremità della linea sarebbe totale e si avrebbero onde stazionarie di grande ampiezza. Questi rappresentano i due casi estremi: tra essi esistono infinite possibilità. In generale si può dire che, se la linea è collegata al suo estremo a una impedenza di valore diverso dalla propria impedenza caratteristica, si ha una certa riflessione la cui entità dipende appunto dal rapporto tra impedenza caratteristica e impedenza terminale.

Non appena si verificano onde stazionarie si ha una notevole radiazione di energia AF; malgrado ciò anche le linee risonanti possono servire come linee di alimentazione se i due conduttori della linea sono disposti in modo che i ventri e i nodi di corrente nei due conduttori coincidano ma abbiano fase opposta, cosicchè i campi intorno ai due conduttori si annullino a vicenda. A tale scopo i due conduttori debbono essere ben paralleli e vicini.

Nella linea non-risonante, in cui vi è adattamento di impedenza tra linea e antenna, si ha dunque solo il treno d'onda incidente e non quello riflesso e la potenza viene praticamente trasmessa con fattore di potenza unitario. La perdita di potenza e la tensione-picco sono inferiori a quelli con qualunque altro modo di funzionamento.

Nelle linee risonanti, in cui cioè non vi è adattamento di impedenza tra linea e antenna, vi è oltre al treno d'onda incidente anche quello riflesso, quindi vi sono onde stazionarie. Il vantaggio di queste linee è appunto quello di non richiedere adattamento di impedenza, ma hanno lo svontaggio di ave-

re un fattore di potenza inferiore all'unità, quindi maggiore perdita di potenza e tensioni più elevate.

Il tipo più comune di linea di trasmissione consiste di due fili mantenuti paralleli a intervalli fissi di 5 ÷ 15 cm per mezzo di distanziatori isolanti. Una linea di questo tipo fatta di filo di 2 mm con una distanza di 15 cm tra i fili possiede una impedenza caratteristica di 600 ohm; se la linea è non-risonante si ha p. es. a 30 mc una attenuazioe di 0,1dB per metro di lunghezza; se la linea è risonante l'attenuazione aumenta dapprima lentamente, poi rapidamente al crescere del rapporto (o del suo reciproco) tra impedenza caratteristica (Zo) e impedenza terminale (p. es. se l'attenuazione è 0,1 dB per un rapporto Zo/Zt unitario, essa varia di poco sino a un rapporto Zo/Zt = 4 ma sale a 1 dB per un rapporto Zo/Zt = 20 e raggiunge valori molto più elevati all'avvicinarsi di detto rapporto al valore infinito).

Un altro tipo molto comune di linea di trasmissione è quello a fili intrecciati senza spaziatori, p. es. la comune treccia per impianti elettrici che ha una impedenza caratteristica di 120 ÷ 140 ohm e presenta una attenuazione di 1,4 dB per lunghezza d'onda della linea; quest'ultimo valore aumenta però notevolmente con l'umidità. Questo tipo di linea va usato solo per linee non risonanti perchè la presenza di onde stazionarie causerebbe perdite eccessive e danneggerebbe facilmente l'isolamento della linea. Queste linee non si prestano però per frequenze superiori a 14 mc poichè l'isolante gomma presenta perdite dielettriche eccessive a tali frequenze, tranne per lunghezze molto limitate.

Un tipo molto soddisfacente è il cavo coassiale che consiste di un normale conduttore interno e di un conduttore cilindrico esterno separati mediante dischi isolanti (p. es. in materiale ceramico). Le perdite sono qui dovute alla resistenza effettiva dei conduttori e alle perdite dielettriche tra i due conduttori. Un buon cavo coassiale ha perdite molto basse dell'ordine di 0,1 dB per ogni 100 metri di lunghezza a una frequenza di 1 mc. Poichè il conduttore esterno viene messo a terra e scherma completamente il conduttore interno, la radiazione è praticamente nulla.

Come linea di trasmissione non-risonante viene anche usato un conduttore unico. In questo tipo di linea il conduttore mancante è rappresentato dal circuito formato dalla capacità antenna-terra e dalla terra, quindi le perdite sono più elevate che con la linea bifilare. Essendo per forza di cose del tipo non-risonante, questa linea va collegata all'antenna in un punto (vicino al ventre di corrente) in cui la sua impedenza caratteristica è uguale a quella dell'antenna. L'impedenza caratteristica di una linea monifilare è di 500 ÷ 600 ohm a seconda del diametro del conduttore. Poichè l'impedenza in un ventre di corrente di un dipolo è di circa 73 ohm, è necessario collegare la linea monofilare in un punto che dista dal centro del dipolo di circa 1/7 della lunghezza del dipolo. Poichè quest'ultima è circa λ/2, tale distanza risulta di circa λ/14. Quindi per una frequenza di 30 mc si avrebbe un dipolo lungo 5 metri e la distanza dell'attacco della linea dal centro del dipolo sarebbe di circa 71,5 cm.

DATI PER VARI TIPI DI LINEA DOPPIA

TIPO	Z_0 - ohm	frequenza mc	Attenuaz. per 100 m di lungh. - dB
Linea doppia filo 2 mm - distanza 15 cm	600	1	0,06
		7	0,15
		30	0,33
		50	0,4
		100	0,6
Cavo coassiale diam. est. 10 mm diam. int. 2 mm (rapp. 3,6)	70	1	0,06
		7	0,2
		30	0,35
		50	0,45
		100	0,6
Linea intrecciata cond. telefonico 1,6 mm	130	7	9
		14	13,5
		30	24

PHILIPS
PHILIPS

Ricevitore per traffico dilettantistico a 10 valvole

Prof. WALTER HORN

Il ricevitore che presentiamo è stato progettato e costruito per offrire alla classe degli OM medi un apparecchio, che, se anche non appartiene ancora alla categoria dei classici « professionali » ha un rendimento di poco inferiore a quello di ricevitori ben più complessi ed a maggior numero di valvole.

Nella costruzione abbiamo tenuto conto della difficoltà di procurarsi parti staccate speciali ed abbiamo cercato di utilizzare materiale di uso corrente, in modo da renderne facile l'acquisto, limitando anche sensibilmente il costo di realizzazione.

Nella costruzione non si incontreranno quindi difficoltà insormontabili, purchè naturalmente si prendano quelle precauzioni e si operino quegli accorgimenti che ormai tutti gli OM ed in genere i dilettanti di onde corte conoscono.

I tubi elettronici usati sono nove più uno, impiegati come segue:

1) EF 50 amplificatrice di alta frequenza
2) ECH 4 miscelatrice;
3) 6J5 eterodina;
4) 6JK7 1. amplificatrice di media freq.;
5) 6JK7 2. amplificatrice di media freq.;
6) 6H6 rivelatrice, c.a.v.;
7) 6J7 battimento;
8) 6Q7 1. amplificatrice di bassa freq.;
9) 6V6 2. amplificatrice di bassa freq.;
10 5Z3 raddrizzatrice.

1. — GRUPPO DI ALTA FREQUENZA

Nel nostro progetto ci siamo limitati ad un solo stadio di amplificazione in alta frequenza, allo scopo di non complicare eccessivamente sia la costruzione che la messa a punto del complesso.

Per non scendere eccessivamente coll'amplificazione, data la mancanza di un secondo stadio di alta, abbiamo corredato l'unico stadio di amplificazione a.f. di un tubo ad alta pendenza, EF 50, rinunciando agli svariati vantaggi che ci avrebbe offerto la ghianda per quanto concerne i fattori soffio, conduttanza di entrata e larghezza di banda passante, pur di poter salire col guadagno dello stadio.

Naturalmente anche il valore del rapporto segnale-immagine è meno favorevole di quello che si avrebbe ottenuto con l'uso di due stadi amplificatori accordati di altra frequenza.

La minore selettività è stata compensata con l'uso di un filtro a cristallo in media frequenza.

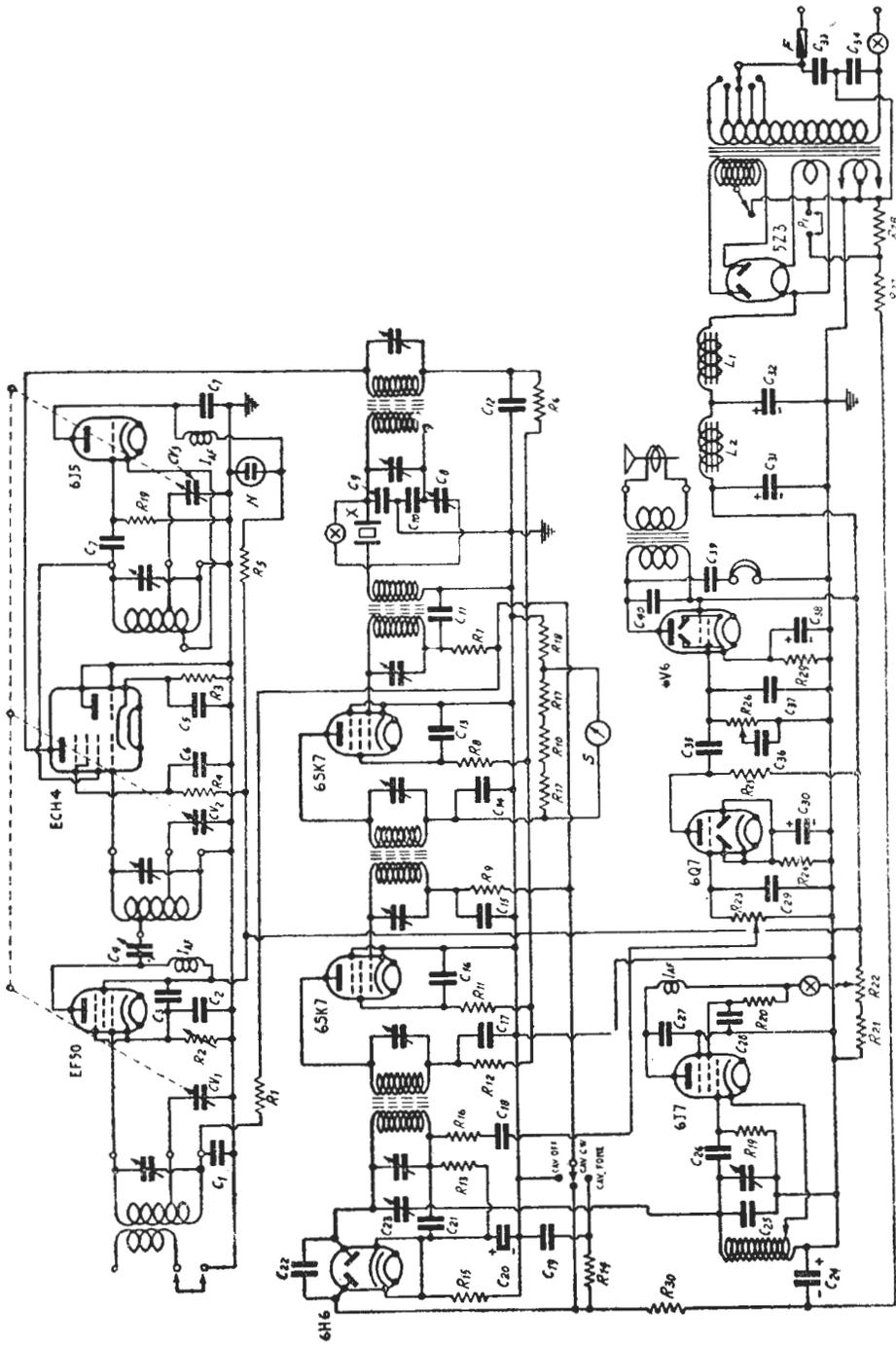
Lo stadio di antenna è stato progettato per l'uso di un'antenna dipolo o in generale di antenna ad alimentazione simmetrica. Tuttavia un ponticello di c.c. ci permette di passare da un sistema aereo-terra ad un sistema bilanciato.

L'accoppiamento tra lo stadio di alta ed il mescolatore avviene a impedenza-capacità. Tale sistema ci permette di portare gli stadi nelle migliori condizioni di lavoro, spostando semplicemente una presa variabile sulla bobina; in tal modo addatteremo l'impedenza di uscita alla resistenza interna del tubo di alta ed il carico anodico al circuito di ingresso del miscelatore.

Quale gruppo di conversione viene usato un miscelatore con oscillatore separato, adottando per il primo una ECH4 ed una 6J5 per il secondo. Particolare cura venne rivolta alla schermatura tra i due stadi e al disaccoppiamento elettrico tra i medesimi. Ciò allo scopo di evitare ogni forma di trascinamento, fenomeno quanto mai molesto e frequente nei convertitori, che porta per conseguenza una grave diminuzione del rendimento di conversione, nonchè instabilità e slittamenti di frequenza.

Ricordiamo che il trascinamento è dovuto a tre fenomeni distinti:

1. - Accoppiamento induttivo tra i due circuiti, per cui la tensione di entrata induce delle oscillazioni forzate nel circuito dell'oscillatore, la cui impedenza dinamica alla frequenza in arrivo, dato il piccolo scarto percentuale di frequenza, è ancora elevata; tali oscillazioni forzate, indotte, vengono amplificate e per effetto di reazione diven-

fig. 1 - Schema elettrico

gono persistenti, tendendo a sincronizzare l'oscillatore.

2. - Accoppiamento elettronico tra miscelatore e oscillatore, che si verifica ogniqualvolta parte del flusso elettronico del miscelatore è comune a quello dell'oscillatore, per cui una frazione del flusso elettronico tra catodo e G1 del miscelatore viene captato dalla griglia oscillatrice (o da un elettrodo in collegamento continuo con questa). In tal caso, specie se la griglia è fortemente positiva (come avviene in regime oscillatorio), ai capi del suo carico si origina una tensione oscillante, che per la sua relazione di fase colla tensione di ingresso, si sovrappone alla tensione prodotta dall'oscillatore, tendendo a sincronizzarlo.

3. - Assorbimento delle oscillazioni locali da parte dei circuiti di ingresso, per cui questi assorbono energia dall'oscillatore, smorzandolo. Questo sopratutto se lo scarto di frequenza tra i due stadi è percentualmente basso (media frequenza bassa).

Ora, tenendo conto di questi effetti, si costruirà gli stadi di conversione, in modo da evitare qualsiasi accoppiamento parassita tra di essi, che facilmente potrebbe sussistere per collegamenti troppo lunghi o comunque irrazionali, per saldature mal fatte, per prese di massa mal disposte, o per accoppiamenti induttivi.

Noi abbiamo montato il gruppo di alta frequenza-conversione in una scatola schermante, divisa in tre scompartimenti e munita di coperchio e nonostante avessimo usato un variabile unico a tre sezioni, è stato possibile scendere fino a 30 mc/sec senza che il trascinamento divenisse preoccupante.

Per la commutazione di gamma diverse furono le soluzioni prese in considerazione, tattavia scartato il commutatore, sia per la difficoltà di trovare un commutatore convenientemente isolato, sia per l'impossibilità di tenere in tal caso brevi i collegamenti, rimaneva la commutazione a mezzo tamburo o a bobine intercambiabili.

Certamente il tamburo costituirebbe la soluzione ideale, ma ben pochi sono i dilettanti attrezzati meccanicamente per poterne intraprendere la costruzione; questa poi risulta sempre ingombrante, se non si vuol rinunciare ad un buon fattore di merito delle induttanze, diminuendone il diametro e avvicinandone gli schermi.

Rimane così il vecchio sistema delle bobine intercambiabili, che, ad onta delle accuse di antistoricismo, è stato adottato con i soliti ottimi risultati. Del resto una soluzione di compromesso è la costruzione di blocchi intercambiabili di bobine, con cui tutte le induttante relative ad una gamma (alta, conversione, oscillatrice) vengono riunite in un complesso unico munito di spinotti che vanno ad incastrarsi in altrettante buccole nel ricevitore (brevetti National).

Per poter usare il complesso sia per la ricezione a banda allargata (gamme dilettantistiche o in genere servizi professionali) ed insieme per la ricezione broadcasting, abbiamo previsto due serie di bobine: l'una (band spread) porta il variabile di sintonia collegato ad una presa intermedia, cioè ad una frazione del numero totale di spire, l'altra con il variabile in parallelo a tutta la bobina (allargamento normale). La presa intermedia va trovata sperimentalmente, mediante un oscillatore di taratura esattamente calibrato nelle bande scelte o mediante quarzi che cadano nella banda in parola. I compensatori di taratura sono invece collegati permanentemente in parallelo all'induttanza e meccanicamente solidali con questa.

Si osservi ancora che la tensione di alimentazione dell'oscillatore è stata stabilizzata, raggiungendo così dei vantaggi veramente notevoli per quanto riguarda la stabilità di frequenza.

2. — GRUPPO DI MEDIA FREQUENZA

Sappiamo che il valore della frequnza intermedia è determinato da vari fattori: larghezza della banda passante, guadagno del complesso, rapporto segnale/immagine.

Il nostro ricevitore era stato progettato partendo dal presupposto di usare un filtro a cristallo in media, sicchè in definitiva la scelta è stato condizionata dalle dimensioni elettriche dei quarzi a nostra disposizione.

Inoltre bisogna tener conto che l'effetto filtrante del cristallo diminuisce all'aumentare della frequenza di risonanza del filtro, sicchè, essendo noi mossi dal presupposto di

raggiungere la massima selettività, dato l'affollamento attuale delle bande dilettantistiche già così ristrette, abbiamo deciso di usare una media a 600 kc/sec, valore del resto abbastanza diffuso nelle realizzazioni professionali.

L'uso di una media frequenza così bassa comporta un peggioramento del rapporto di tensione segnale/immagine e favorisce il trascinamento nel convertitore. Difatti tale fenomeno diviene tanto più marcato quanto minore è lo scarto percentuale di frequenza tra mescolatore ed oscillatore. Tuttavia colla razionale disposizione del gruppo di alta è stato possibile impedire il manifestarsi del trascinamento fino ai 18 mc/sec. e renderlo trascurabile anche nella gamma nei 30 mc/sec.

Per quanto riguarda il rapporto segnale/immagine, abbiamo già visto che l'uso di uno stadio accordato amplificatore di alta ci permette di renderlo abbastanza favorevole, nonostante la media bassa, per quanto esso rimanga sempre lontano dai valori che si potrebbe raggiungere con un secondo stadio accordato in alta ed eventualmente con una media elevata.

Inoltre, aumentando il valore della media frequenza, diminuisce il rendimento per stadio, quindi il guadagno totale e si rende così necessario aumentare il numero degli stadi amplificatori.

Rimanendo invece intorno a 600 kc/sec., come nel nostro progetto, due stadi saranno sufficienti per assicurare una sensibilità di c. a. 2 microvolt sulla griglia della convertitrice; secondo i calcoli, si dovrebbe quindi raggiungere una sensibilità di c. a. 0,2 microvolt sull'antenna e quindi la massima sensibilità consentita dal livello di agitazione termica nei primi stadi.

Vennero usate, sia nel primo che nel secondo stadio, delle 6SK7; questi tubi hanno il vantaggio non disprezzabile di avere il collegamento di placca e quello di griglia sullo zoccolo, permettendo così una filatura più breve ed uno schermaggio più facile tra i due stadi successivi.

Data la forte amplificazione, sono necessari dei provvedimenti precauzionali per evitare ritorni di energia ed accoppiamenti reattivi tra i collegamenti di entrata e quelli di uscita, accoppiamenti che provocherebbero con tutta probabilità autooscillazioni ed inneschi. Si pensi infatti che basta una minima frazione della tensione di uscita per far innescare e mantenere delle oscillazioni nel complesso amplificatore stesso.

Ora, mentre l'autoscillazione o l'innesco si manifesta col bloccaggio periodico o continuo dell'amplificatore, la tendenza all'innesco determina invece un soffio, che facilmente può essere confuso col soffio di amplificazione per agitazione termica. Tuttavia le due manifestazioni danno all'oscillografo immagini completamente diverse e riconoscibilissime.

Tali fenomeni hanno per effetto delle manifestazioni reattive e controreattive che, oltre a turbare l'equilibrio del complesso e diminuirne il rendimento, determinano deformazioni della curva di risonanza, qualora non impediscano del tutto il funzionamento dell'amplificatore.

Precauzioni atte a prevenire tali fenomeni sono:

1.) Schermaggio accurato e razionalmente disposto; si cerchi di chiudere ogni stadio annessi condensatori, resistenze ed organi relativi in un unico scompartimento schermato. Si schermi inoltre quei collegamenti che potrebbero costituire una via di accesso a ritorni di energia reattiva.

2.) Disaccoppiamento di tutti i circuiti di alimentazione sia delle placche che delle griglie schermo. Tale disaccoppiamento andrebbe fatto mediante impedenze di alta frequenza shuntate da condensatori by pass; in pratica ottimi risultati si ottengono con semplici resistenze di qualche kiloohm shuntate da buoni condensatori antiinduttivi.

Naturalmente non si possono qui indicare, caso per caso, le precauzioni ed i rimedi specifici, dato che bisognerebbe allora prendere in considerazione ogni particolare realizzazione pratica, che può variare da modello a modello a seconda del matriale a disposizione del costruttore.

Può darsi quindi benissimo che in qualche apparecchio certi disaccoppiamenti, per es. di griglia schermo, non siano affatto necessari, ma che sia addirittura possibile alimentare gli schermi con un partitore di ten-

sione comune a tutti gli stadi. In ogni caso le precauzioni non sono mai troppe.

Abbiamo invece osservato che particolari accorgimenti sono necessari nel progetto del c.a.v. Esso, in fondo, è un ponte che unisce i vari stadi, collegandosi in punti estremamente sensibili e quanto mai atti ad impegnarsi in accoppiamenti reattivi In ogni caso i gruppi RC del c.a.v. devono rimanere indipendenti, stadio per stadio; talora però può essere necessario inserire tra il primo gruppo ed il diodo raddrizzatore una seconda cellula filtro. Questa dovrebbe eliminare completamente ogni rimanente instabilità dello stadio.

Particolare cura va posta nella costruzione del filtro a cristallo. Il centro elettrico del filtro di ingresso è stato realizzato capacitativamente e ciò per non dover usare un trasformatore di m. f. speciale, mentre il circuito di accoppiamento allo stadio successivo e aperiodico e dimensionato in modo da adattarsi alla impedenza del cristallo. Sia il cristallo che l'interruttore ed il compensatore di rifasamento relativi vanno racchiusi in uno schermo, perchè ci troviamo di già in

fig. 2

un punto di alta sensibilità e quindi facilmente vulnerabile per quanto riguarda i fenomeni reattivi.

I trasformatori di media frequenza sono stati ottenuti, modificando dei trasformatori del commercio per quanto riguarda la frequenza di risonanza (Geloso 467 kc/sec.) diminuendo il numero di spire e la capacità semifissa. Per eseguire questo lavoro senza eccessiva perdita di tempo è necessario un oscillatore esattamente tarato (i filtri vanno tarati sulla frequenza di risonanza del cristallo) ed un voltmetro a valvola per constatare la risonanza.

Particolare difficoltà si incontrerà nella messa a punto del complesso di media frequenza. In realtà basterebbe togliere il quarzo dal suo supporto, introdurlo nel circuito di griglia di un oscillatore e con l'ausilio di questo tarare la media; praticamente alcuni quarzi per media frequenza, mentre filtrano egregiamente, si rifiutano con un'ostinazione che ha del fantastico di oscillare; non rimane in tal caso che determinare la frequenza per la quale è tagliato il cristallo e su questa sintonizzare l'oscillatore di taratura.

Si collegherà allora il voltmetro elettronico (in alcuni casi un millivoltmetro amplificatore, se la tensione fornita dall'oscillatore è troppo piccola) secondo lo schema di fig. 2 e variando la frequenza del generatore si noterà un picco di tensione quanto mai selettivo: esso ci indicherà la frequenza alla quale è accordato il cristallo ed alla stessa andrà eseguita la taratura della media frequenza.

3. — RIVELAZIONE E BATTIMENTO

Data la presenza di due stadi di media frequenza, la tensione all'uscita dell'amplificatore può raggiungere valori abbastanza elevati, tali in ogni modo da non permettere l'impiego di un comune doppio diodo-triodo (6Q7); si rende così necessario corredare il rivelatore di un doppio diodo di dimensioni maggiori. Noi abbiamo usato con successo una 6H6, della quale un diodo funziona da rivelatore ed uno da raddrizzatore per il c.a.v. Nulla vi è di eccezionale nel circuito di rivelazione, nè del resto in quello di bassa frequenza.

Per la ricezione di O.P. necessita l'oscillatore di nota (beat oscillator). Per questo abbiamo previsto una 6J7, in circuito ad accoppiamento elettronico.

Come l'eterodina locale, così anche il beat trova posto sotto il telaio, entro una scatola schermante. La schermatura dell'oscillatore di nota è assai importante, dato che la tensione a disposizione è assai maggiore della tensione presente nei circoli di media frequenza e generata dal segnale in arrivo, sicchè essa, se applicata direttamente, provocherebbe, attraverso al c.a.v., il bloccaggio del ricevitore o per lo meno una fortissima diminuzione della sua sensibilità. Per tali motivi la tensione del beat viene ricavata attraverso

un partitore capacitativo; inoltre è previsto un potenziometro per regolare la tensione di alimentazione e con essa l'ampiezza delle oscillazioni generate dal beat. Un compensatore di piccolissima capacità in parallelo al suo circuito accordato serve quale variatore di nota; esso ci permetterà di variare l'altezza del fischio di battimento senza spostare la sintonia del ricevitore. Tale procedimento non sarebbe infatti opportuno, data l'elevatissima selettività del complesso dovuta al filtro a cristallo e la forte attenuazione che ne conseguirebbe.

Inoltre per poter ricevere la telegrafia nelle migliori condizioni possibili è stato previsto un commutatore di c.a.v. a tre posizioni:

1) c.a.v. normale per telefonia a grande costante di tempo;

2) c.a.v. per telegrafia a piccola costante di tempo;

3) c.a.v. in cortocircuito per la ricezione di segnali debolissimi di segnali O.P. affetti da clik. ,

4. — STRUMENTO DI SINTONIA (S METER)

Due sono le soluzioni che abbiamo preso in considerazione:

1) Strumento a ponte, di cui un ramo è costituito da un carico costante, l'altro da un carico variabile coll'ampiezza della tensione in arrivo e rappresentato da un tubo controllato dal c.a.v. (le cui variazioni sono proporzionali all'intensità del segnale ricevuto). Si ottiene così uno strumento destrorso, col vantaggio di poterne correggere continuamente lo zero a mezzo di un potenziometro azzeratore.

2) Strumento in serie all'anodica di un tubo controllato dal c.a.v. Si ottiene però così un indicatore sinistrorso, a meno di non modificare le spiraline del milliamperometro in modo da portarne lo zero a fondo scala.

Noi abbiamo preferito il primo sistema, anche se costruttivamente più complesso, per la possibilità del riporto a zero e quindi per la sua costanza di taratura (in db o in unità arbitrarie RST). L'indicatore riesce poi utilissimo nella messa a punto del ricevitore, dato che esso sostituisce l'output meter nelle sue funzioni di strumento di livello e ci permette di controllare l'adempienza del c.a.v.

Diremo incidentalmente che l'applicazione di un secondo strumento, che indicasse solo l'ampiezza della componente b.f. ci permetterebbe di controllare, per confronto con le indicazioni dello S-meter, la percentuale di modulazione della emissione ricevuta.

5. — BASSA FREQUENZA ED ALIMENTAZIONE

Il circuito dell'amplificatore di bassa frequenza è convenzionale. Facciamo uso di due stadi, il primo impiegante una 6Q7 con i diodi inutilizzati, il secondo una 6V6; esiste inoltre una presa esterna per cuffia ad alta impedenza.

Convenzionale è pure la parte alimentazione; essa venne naturalmente dimensionata con una certa larghezza, in modo da evitare eccessive variazioni di tensione al variare del carico. Ad ogni buon conto l'alimentazione anodica dell'oscillatore è stabilizzata, raggiungendo così vantaggi veramente notevoli; si può anzi dire che in un apparecchio veramente selettivo ed a media frequenza bassa, la stabilizzazione della tensione dell'oscillatore locale è assolutamente necessaria ai fini di una buona ricezione nella gamma 30/sec. Specie in tale gamma la deriva di frequenza per effetto alimentazione è oltremodo molesta e rende impossibile il dx.

Raccomandabile sarebbe ancora l'adozione di un Variac sulla rete; tuttavia, in mancanza di questo, sarà bene tenere inserito all'entrata un voltmetro e prevedere sul primario del trasformatore una serie di prese a intervalli di 5 in 5 volt, inseribili con commutatore, in modo da portarci sempre nelle stesse condizioni di lavoro, indipendentemente dalla tensione disponibile sulla rete.

Raggiungeremo così una buona costanza di taratura, necessaria specie per il lavoro con la serie di bobine a banda allargata: esattezza e costanza di taratura che difetta purtroppo nella maggior parte dei ricevitori dilettantistici e non solo dilettantistici.

6. — TABELLA DELLE INDUTTANZE E COMPENSATORI

Gamma	*mc/sec*	*Freq. di allineam.*		*Le Cm*	*Ce Cm*	*Lo Cm*	*Co Cm*
3,4	4,1	3,49	3,96	21200	70	15100	90
6,9	7,4	6,97	7,25	4310	90	3200	110
13,9	14,5	14,00	14,40	670	95	520	95
27,8	30,2	28,00	29,75	280	80	215	75

Il variabile usato è di 3x40 cm, convenientemente isolato e demoltiplicato. Per la serie di bobine ad allargamento di banda esso va collegato a circa 1/4-1/5 delle spire totali verso massa. Volendo invece collegare il variabile direttamente in parallelo all'induttanza, mantenendo l'allargamento previsto, esso dovrà avere una capacità max di 19 cm. ed una minima di 4,5 cm.

VALORI DEI COMPONENTI

CV 1, 2, 3	tandem 3x40 cm.
C 1	50.000 antiinduttivo
C 2	0,1 μF
C 3	0,1 μF
C 4	50 cm. aria
C 5	0,1 μF
C 6	0,1 μF
C 7	1000 cm. mica
C 8	50 cm. aria
C 9	150 cm. mica
C 10	150 cm. mica
C 11	50.000 cm.
C 12	0,1 μF
C 13	0,1 μF
C 14	0,1 μF
C 15	50.000 cm.
C 16	0,1 μF
C 17	0,1 μF
C 18	25.000 cm.
C 19	1 μF
C 20	10 μF 25 volt
C 21	250 cm. mica
C 22	100 cm. mica
C 23	10 cm. aria
C 24	10 μF 26 volt
C 25	25 cm. aria
C 26	100 cm. mica
C 27	1000 cm. mica
C 28	0,1 μF
C 29	100 cm. mica
C 30	10 μF 25 volt
C 31	32 μF 500 volt
C 32	16 μF 500 volt
C 33	10.000 cm.
C 34	10.000 cm.
C 35	25.000 cm.
C 36	5000 cm.
C 37	100 cm. mica
C 38	25 μF 60 volt
C 39	5000 cm.
C 40	1000 cm.
R 1	0,5 MO
R 2	25.000 ohm Pot.
R 3	125 ohm
R 4	50 KO
R 5	30 KO
R 6	4 KO
R 7	0,5 MO
R 8	0,25 MO
R 9	0,5 MO
R 10	500 ohm Pot.
R 11	0,25 MO
R 12	4 KO
R 13	1 MO
R 14	3 MO
R 15	5 KO
R 16	50 KO
R 17	2 KO
R 18	33 KO
R 19	30 KO
R 20	0,1 MO
R 21	50 KO
R 22	0,1 MO Pot.
R 23	0.5 MO Pot.
R 24	2 KO
R 25	0,2 MO
R 26	0.5 MO Pot.
R 27	1 MO
R 28	23 ohm 3 watt
R 29	200 ohm 2 watt
R 30	1 MO
I_{AF}	impedenze di alta frequenza
L 1	impedenza di livellamento 10 H.
L 2	id. id. 30 H.
Q	cristallo a 600 kc. (filtro)
N	stabilizzatore al neon
«S»	milliamperometro 1 ma.

Trasmettitore radiotelefonico di 50 watt - uscita con modulazione su griglia di soppressione per 3,5 7 e 14 Mc

Descriviamo un trasmettitore che consta di una parte AF (oscillatore a cristallo e amplificatore modulato sulla griglia di soppressione) e di una parte BF (preamplificatore e modulatore) per microfono piezoelettrico.

L'oscillatore è un Tri-Tet con 6L6 che fornisce l'eccitazione sullla fondamentale o sulla sua seconda armonica alla valvola 803.

La parte AF è divisa in due parti da una parete-schermo (fig. 2).

Il circuito anodico dell'oscillatore viene alimentato in parallelo, quindi non occorre isolare il condensatore C_2 dalla basetta.

Dall'altro lato dello schermo trovasi la valvola 803 che viene montata in posizione verticale in modo da adattarsi in un foro della basetta così da sporgere solo di 15 cm sul piano di questa, così che il cappellotto di anodo, situato alla sommità del bulbo, non venga a trovarsi troppo distante da C_3 e L_3 Il supporto per questa valvola viene quindi montato su un ponticello a U rovesciato fissato sul piano inferiore della basetta, avendo cura che l'aria possa circolare liberamente.

Sono necessari due trasformatori per i filamenti, uno per 6,3 (per la 6L6), l'altro per 10 volt (per la 803): essi possono essere collocati sotto la basetta.

Un commutatore a due vie a tre posizioni consente di misurare la corrente catodica dell'oscillatore e dell'amplificatore e la corrente di griglia di quest'ultimo. Lo strumento può essere un voltmetro c.c. con scala 0-5 volt che può essere tarato in mA.

Il condensatore di sintonia dell'oscillatore C_2 è di capacità sufficiente per la fondamentale e la seconda armonica. Effettuando la sintonia sulla seconda armonica la corrente anodica dell'oscillatore presenterà una caduta dolce in corrispondenza a risonanza, quindi la sintonia può coincidere esattamente colla risonanza. Sulla fondamentale occorre una certa precauzione perchè le oscillazioni possono cessare del tutto se si sintonizza troppo

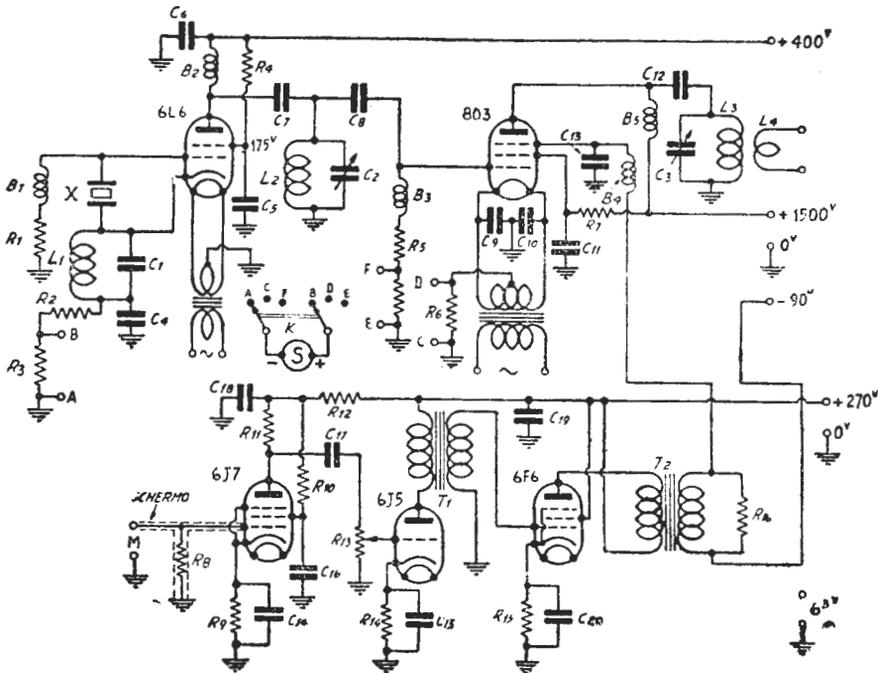



fig. 1 - Schema elettrico

vicino al punto di risonanza; la sintonia di C_2 va spostata leggermente sul lato a capacità di C_2.

Nella messa a punto è bene collegare il ritorno di griglia a una sorgente di —50 volt onde evitare danno alla valvola nel caso che venga a mancare l'eccitazione.

La 803 richiede nelle condizioni di funzionamento indicato nello schema una potenza di eccitazione di 3,5 watt circa e può dare, lavorando solo come amplificatrice, circa 60 watt di uscita. Questa potenza di eccitazione viene facilmente ottenuta tanto sulla fondamentale che sulla 2a armonica dalla 6L6.

Il fatto che gli anodi della 6L6 e della 803 sono alimentnati in parallelo fa sì che le bobine L_2 e L_3 possono essere intercambiate senza pericolo per l'operatore.

Per l'oscillatore e per la parte BF occorre un unico alimentatore separato capace di dare 400 volt a 150 mA. La tensione per la

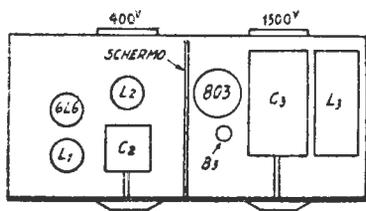



fig. 2 - Schema costruttivo

griglia-schermo dell'oscillatore viene ridotta mediante la resistenza R_4 a 175 volt.

Per la valvola 803 occorre un alimentatore capace di dare 1500 volt a 200 mA. Il potenziale per la griglia-schermo viene ottenuto attraverso una resistenza di 17000 ohm, metodo sicuro e soddisfacente benchè comporti una certa perdita di potenza. Siccome questa resistenza sviluppa un certo calore sarebbe bene montarla al disopra della basetta o nell'alimentatore.

Le bobine L_1 e L_2 sono montate in posizione verticale.

Il supporto per la bobina L_3 viene montato in posizione orizzontale su pilastrini ceramici in modo da trovarsi circa 7 cm al disopra della basetta.

La bobina B_5 è montata vicino al condensatore C_3 e immediatamente al disopra trovasi il condensatore di blocco C_{12}.

Lo strumento S viene montato sul pannello, e al disotto di esso il commutatore K.

La corrente totale di anodo e griglia-schermo dell'oscillatore deve essere tra 35 e 70 mA a seconda che si lavora sulla fondamentale o sulla 2ª armonica.

Durante la regolazione preliminare dell'amplificatore sarà bene ridurre la tensione anodica della 803 a 1000 volt circa, eventualmente collegando una lampadina di 200 watt per tensione di rete in serie col primario del trasformatore di alimentazione.

Una volta sintonizzato il circuito anodico dell'oscillatore e commutato lo strumento su EF questo dovrà indicare da 10 a 25 mA a seconda che la frequenza di eccitazione è la 2ª armonica o la fondamentale del cristallo.

Il circuito L_3 C_3 viene ora portato in risonanza avendo prima ridotto al minimo l'accoppiamento di L_3 con L_4. Commutando lo strumento su C D esso indicherà un minimo di corrente a risonanza.

Ora si collega L_4 attraverso la linea di trasmissione all'antenna e si stringe al massimo l'accoppiamento di L_3 e L_4. Sintonizzando il sistema di antenna la corrente anodica dovrà aumentare. A ogni regolazione dell'accoppiamento di L_3 e L_4 o della sintonia del sistema di antenna si riporterà al minimo la corrente anodica ritoccando la sintonia di L_3 C_3. Naturalmente aumentando il carico dell'amplificatore, cioè la potenza assorbita dall'antenna, deve aumentare la corrente anodica a risonanza. Il carico può essere aumentato al punto che la corrente anodica (cioè la corrente indicata dallo strumento diminuita della corrente delle griglie) raggiunge 100 mA a 1500 volt. La corrente di griglia-schermo sarà di circa 70 mA, quella di griglia di 20 mA. In queste condizioni il potenziale di griglia-schermo sarà di circa 400 volt.

Impiegando buoni componenti per C_{12}, C_{13} e B_5 l'amplificatore deve lavorare in modo stabile senza richiedere nutralizzazione alcuna e senza che si producano oscillazioni parassite.

***

L'amplificatore AF è modulato sulla griglia di soppressione. A tale scopo alla griglia di soppressione della 803 viene applicato un potenziale negativo di 90 volt mentre

la tensione BF picco sarà di circa 130 volt, quindi sul picco BF il potenziale della griglia di soppressione deve raggiungere +40 volt che il valore corrispondente al massimo rendimento.

Con questo metodo di modulazione si ottiene una profondità del 90-95% col vantaggio di una facile messa a punto.

Il trasformatore di modulazione ha il rapporto 2:1; data la piccola potenza in gioco basta un nucleo a mantello con sezione di circa 8 cmq e finestra di 6 cmq; primario 4000 spire 0,20; secondario 2000 spire 0,30.

Per ottenere una buona modulazione conviene che il carico imposto dall'antenna sull'amplificatore modulato non sia eccessivo, quindi l'accopiamento tra L_3 e L_4 non deve essere troppo stretto.

Volendolo, la 803 potrebbe funzionare anche come raddoppiatore di frequenza, ma il rendimento e la qualità non sono naturalmente così buoni come sulla fondamentale.

Parte AF

R_1 — 50 μ Ω, 0,5 watt
R_2 — 220 ohm, 1 watt
R_3 — 26 ohm, 1 watt
R_4 — 4700 ohm, 10 watt
R_5 — 5000 ohm, 3 watt
R_6 — 25 ohm, 10 watt
R_7 — 17000 ohm, 20 watt
C_1 — 100 pF mica
C_2 — variabile 250 pF
C_3 — variabile 100 pF
C_4 — 0,01 μF carta
C_5 — 0,01 μF carta
C_6 — 0,0015 μF mica
C_7 — 0,001 μF mica, 5000 volt
C_8 — 100 pF, mica, 5000 volt
C_9 C_{10} — 0,01 μF, carta
C_{11} — 0,001 μF, mica, 5000 volt
C_{12} — 0,001 μF, mica, 10000 volt
C_{13} — 0,001 μF, mica, 5000 volt
X — cristallo di 3,5 o 7 Mc
B_1 — bobina AF 2,5 mH
B_2 — bobina AF 2,5 mH
B_3 — bobina AF 2,5 mH
B_4 — bobina AF 2,5 mH
B_5 — bobina AF 2,5 mH (100 mA)
K — commutatore a due vie a tre posizioni

L_1 — (per cristallo 3,5 Mc) = 10 spire 0,65 su diam. 38 mm, lungh. avv. 25 mm con condensatore di 100 pF (mica) montato nel supporto
(per cristallo di Mc) — 6 spire 0,65 mm. su diam. 38 mm, lungh. avv. 16 mm.

L_2 — (per 3,5 e 7 Mc) — 15 spire 1 mm su diam. 38 mm, lungh. avv. 22 mm.
(per 7 e 14 Mc) — 6 spire 1 mm su diam. 38 mm, lungh. avv. 22 mm

L_3 — (per 3,5 Mc) — 25 spire 1,6 mm su diam 64 mm, distanziate di 2 mm.
(per 7 Mc) — 14 spire 2 mm su diam 64 mm, distanziate di 2 mm.
(per 14 Mc) — 6 spire 2 mm su diam 64 mm, distanziate di 2 mm.

L_4 — (per 3,6 Mc) — 4 spire 2 mm.
(per 7 Mc) — 3 spire 2 mm.
(per 14 Mc) — 2 spire 2 mm.

Parte BF

R_8 — 5 MΩ, 0,5 watt
R_9 — 1300 ohm, 0,5 watt
R_{10} — 1,5 MΩ, 0,5 watt
R_{11} — 0,25 MΩ, 0,5 watt
R_{12} — 50000 ohm, 0,5 watt
R_{13} — potenziometro 1 megohm
R_{14} — 1500 ohm, 1 watt
R_{15} — 430 ohm, 2 watt
R_{16} — 5000 ohm, 5 watt
C_{14} C_{15} — elettrolitico 20 μF, 50 volt
C_{16} — 0,1 μF, carta, 200 volt
C_{17} — 0,01 μF, carta, 400 volt
C_{18} C_{19} — elettrolitico 8 μF, 450 volt
C_{20} — elettrolitico 20 μF, 50 volt
T_1 — trasform. intervalvolare rapp. P/S = 1:3
T_2 — trasform. modulazione P/S = 2:1 (4 watt)

Calcolo approssimato di piccoli alimentatori

Per alimentatori per trasmettitori di piccola potenza valgono le norme seguenti per un rettificatore monofase a onda intera, filtro a entrata induttiva a due cellule e valvole rettificatrici a vapore di mercurio.

1. La resistenza di carico totale si ottiene dividendo la tensione c. c. di uscita per la corrente di carico.
2. L'induttanza minima della prima bobina d'arresto del filtro viene calcolata in base alla formula

$$\omega L_1/R_{eff} \geqq 0{,}667$$

3. La resistenza del partitore (resistenza) deve essere uguale (e non superiore) a 1000 volte la minima induttanza di L_1 in henry.
4. La capacità del condensatore di uscita deve essere di 4 μF.
5. L'induttanza della seconda bobina di arresto (L_2) viene calcolata in base alla formula:

$$L_1 L_2 (C_1 + C_2)^2 \geqq 2600$$

6. La capacità del primo condensatore del filtro viene calcolata in base alla relazione suddetta.
7. La tensione ottenuta ai capi di ogni metà del secondario viene ottenuta sommando la tensione c. c. d'uscita alle cadute di tensione ai capi di L_1 e L_2 e alla caduta di tensione nella valvola rettificatrice. Il valore efficace è pari a 1,4 volte tale valore.

   La potenza apparente in volt-ampere è 0,75 volte il prodotto del doppio della tensione efficace (per una metà del secondario) per la corrente di uscita.
8. La tensione picco inversa per valvola è uguale a 1,4 volte il doppio della tensione efficace (per una metà del secondario).

Esempio: 1. Sia da calcolare l'alimentatore per un rettificatore monofase a onda intera con filtro a entrata induttiva a due cellule e valvole rettificatrici a vapore di mercurio per la parte AF di un trasmettitore. La tensione c. c. di uscita è di 475 volt. La corrente di uscita totale è di 225 mA.

1. Resistenza di carico totale

$$\frac{475}{0{,}225} = 2100 \text{ ohm}$$

2. Induttanza minima della bobina d'arresto d'entrata L_1.

   In base alla formula indicata si ha, essendo per un filtro monofase a onda intera $\omega = 100$ c/s (per una frequenza di rete di 50 c/s)

$$\frac{2 \cdot 3{,}14 \cdot 100 \cdot L_1}{2100} \geqq 0{,}667$$

donde $L_1 \geqq 2{,}23$ henry

In questo caso prenderemo una bobina fluttuante di $L_1 = 5 \div 20$ henry Supponiamo che tale bobina abbia una resistenza di 150 ohm.

3. Partitore

$$R = 1000 \cdot L_1 = 1000 \cdot 20 = 20.000 \text{ ohm}$$

La corrente di perdita è

$$\frac{475}{20000} \approx 23{,}7 \text{ mA}$$

La potenza che il partitore deve dissipare tra il + AT e il — AT è di

$$0{,}024 \cdot 475 = 12 \text{ watt.}$$

4. Condensatore di uscita C_2

4 μF

5. Bobina d'arresto L_2

Prenderemo una bobina d'arresto di 10 henry (0,25 mA). Supponiamo che la sua resistenza sia di 150 ohm.

6. Primo condensatore C_1 del filtro

Dalla formula suddetta abbiamo

$$5 \cdot 10 (C_1 + 4)^2 \geqq 2600 \text{ donde } C_2 \approx 7 \mu F$$

Prenderemo un condensatore di 8 μF

7. Trasformatore di alimentazione.

Alla tensione di uscita (475 volt) vanno aggiunte le cadute di tensione ai capi di L_1 e L_2. Questi ultimi sono prodotte dalla corrente di uscita (225 mA), e dalla corrente

di perdita nel partitore (24 mA): in tutto circa 250 mA.

$$0{,}250 \cdot (2 \cdot 150) = 75 \text{ volt}$$

Dunque

$$475 + 75 + 2 \cdot 15 = 580 \text{ volt}$$

2.15 volt rappresentano la caduta di tensione in due valvole rettificatrici a vapore di mercurio collegate in serie per le ragioni che diremo in seguito.

Il valore efficace della tensione c. a. ai capi di ogni metà del secondario è dunque

$$580 \cdot 1{,}11 = 650 \text{ volt}$$

La potenza apparente dell'intero secondario è

$$(2 \cdot 650) \cdot 0{,}250 \cdot 0{,}75 = 235 \text{ volt-ampere}$$

Per le ragioni dette in seguito e come appare dal circuito in figura occorrono invece due trasformatori, ciascuno avente però ai capi di metà d'ogni secondario una tensione c. a. di $650/2 = 325$ volt, potenza apparente di $235/2 \approx 118$ volt-ampere.

8. Valvole rettificatrici.

La tensione picco inversa, supponendo di collegare una sola valvola bianodo 83 sarebbe di $1{,}4 \cdot (2 \cdot 650) = 1820$ volt.

Poichè la 83 ha una tensione picco inversa massima di soli 1400 volt, per non dover ricorrere a valvole costose, si collegheranno due 83 in serie, come vedesi nello schema in figura (questa è la ragione per cui si è preso il doppio della caduta di tensione nella valvola, cioè 2 . 15 volt) e due trasformatori per AT come detto sopra.

9. Trasformatori di alimentazione di filamento delle valvole rettificatrici.

Occorrono due trasformatori per 5 volt, 3 ampere con presa al centro. L'isolamento deve essere almeno per il triplo della tensione di uscita, cioè per $3 \times 475 = 1325$ V.

Esempio 2. Sia da calcolare l'alimentatore per un rettificatore monofase a onda intera con filtro a entrata induttiva a due cellule e valvole rettificatrici a vapore di mercurio per la parte BF di un trasmettitore.

La tensione c. c. di uscita totale è di 360 volt.

La corrente di uscita totale è di 180 mA.

1. Resistenza di carico totale

$$\frac{360}{0{,}180} = 2000 \text{ ohm}$$

Schema elettrico dell' alimentatore

2. Induttanza minima della bobina d'arresto di entrata L_1

$$\frac{2 \cdot 3{,}14 \cdot 100 \cdot L_1}{2000} \geqq 0{,}667$$

$$L_1 \geqq 2{,}1 \text{ henry}$$

Prenderemo $L_1 = 5 \div 20$ henry. Supponiamo che per tale valore e per la corrente di 180 mA si abbia una resistenza di 200 ohm

3. Partitore

$$R = 1000\ L_1 = 1000 \cdot 20 = 20000 \text{ ohm}$$

La corrente di perdita è

$$\frac{360}{20000} = 18 \text{ mA}$$

4. Condensatore di uscita C_2

4 μF

5. Bobina d'arresto L_2

10 henry (0,2 mA), 200 ohm

8. Primo condensatore C_1 del filtro

8 μF

7. Trasformatore di alimentazione

Alla tensione d'uscita (360 volt) vanno aggiunte le cadute di tensione ai capi di L_1 e L_2 cioè

$$c,200 \cdot 400 = 80 \text{ volt}$$

Dunque

$$380 + 80 + 15 = 455 \text{ volt}$$

Il valore efficace della tensione c. a. ai capi di ogni metà del secondario è dunque

$$455 \cdot 1,11 = 505 \text{ volt}$$

La potenza apparente dell'intero secondario è

$$(2 \cdot 505) \cdot 0,200 \cdot 0,75 = 152 \text{ volt-amp.}$$

6. valvole rettificatrici.

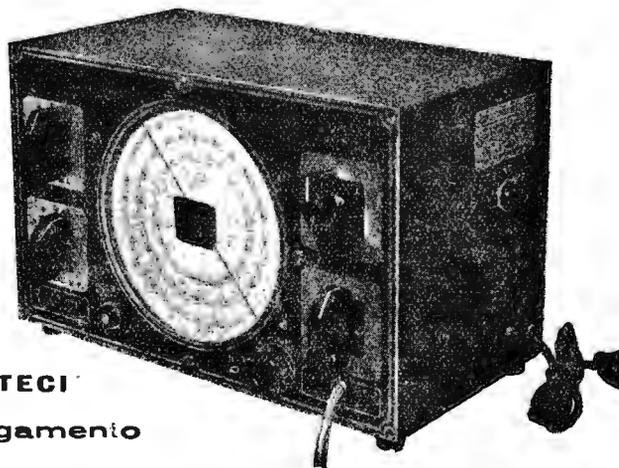
La tensione picco inversa è

$$1,4\ (2 \cdot 505) = 1420 \text{ volt}$$

Converrà in questo caso prendere per L_1 e L_2 bobine con una resistenza alquanto minore onde stare nel limite massimo di 1400 volt prescritto per la 83, rifacendo **il** calcolo per avere la tensione efficace ai capi di metà secondario e la potenza apparente.

Il circuito è analogo a quello in figura tranne che i valori sono differenti.

Precauzioni per la costruzione di alimentatori

1. Collegare il — *AT* a massa e a una buona terra.
2. Collegare a massa e a una buona terra i nuclei dei trasformatori di alimentazione e delle bobine d'arresto, e tutte le parti metalliche che non fanno parte del circuito elettrico.
3. Collocare e proteggere con copertura gli alimentatori in modo che la persona dell'operatore non possa venire a contatto con parti a potenziale elevato.
4. Collegare sempre una resistenza in derivazione all'uscita dell'alimentatore (non occorre se vi è partitore) che serve a scaricare i condensatori del filtro
5. Effettuare i collegamenti ad alta tensione con filo ben isolato (per una tensione almeno 2 volte la massima esistente).

Dati su valvole non comuni

DANILO MORRI

Tutti gli O.M. in questo tempo si trovano in possesso di numerose valvole, di molte delle quali ignorano le caratteristiche od almeno gli usi a cui particolarmente si prestano.

Intendiamo dare qui i dati concernenti alcune di queste valvole « strane »: premettiamo che a questi accenni seguiranno altri, per altre valvole o di completamento a quelli qui riportati, perchè non per tutte ci è stato possibile rintracciare i dati precisi. Per molte, anzi, abbiamo dovuto determinare le connessioni e l'uso sperimentalmente; assicuriamo però che quanto qui pubblicato è stato oggetto di controlli rigorosissimi, per cui potranno mancare dei dati, ma quelli indicati sono sicuri.

RV2P800 = Pentodo a riscaldamento diretto (fig. 1) - Uso universale (A.F.-M.F.-Osc.-Riv.-B.F.) - Particolarmente indicato per O.C. e O.U.C. come oscillatore di piccola potenza o rivelatore a reazione e superrigenerazione - Volt filamento: 2,4 (riducibili a 2 senza eccessiva diminuzione di rendimento) - Volt placca: norm. 180 - min. 30 - max. 250 - Volt schermo, rispettivamente, 150 - 30 - 230 —. Questa valvola è in vetro, chiusa in custodia metallica (ne esistono anche tipi in bakelite), con fondo in bakelite; lo zoccolo, tipo speciale, è a bicchiere, con altro schermo metallico. E' particolarmente adatta a funzionare a batterie a secco o con alimentazione a vibratore: richiede infatti poche diecine di milliampere per il filamento e non più di 10 per placca e schermo (secondo gli usi). Della stessa serie (RV2), a 2,4 V, esistono anche triodi e doppi diodi raddrizzatori.

RV12P2000 = Pentodo a riscaldamento indiretto tipo ghianda (fig. 2) - Uso universale - Molto adatto a funzionare anche come triodo - Particolarmente indicato per O.U.C. (v. precedente) Volt filamento 12,6 - Amp. filamento 0.065 - Volt placca norm. 210 - min. 80 - max 250 - Volt schermo in proporzione, sino ad un massimo di 230 (250 se usato insieme alla placca, come triodo) - Watt uscita in B.F.: 0.350 - Corrente anodica massima 10 mA totali - E' una valvola con bulbo in vetro, parzialmente metallizzato, e zoccolo speciale in bakelite e duralluminio.

OZ4 = Doppio diodo rettificatore a freddo (fig. 3) - Particolarmente indicato per piccoli apparecchi. Sostituisce senza alcuna variazione la 6X5GT. E' stato studiato e realizzato per funzionare con vibratore; ha innegabili vantaggi, ma presenta talvolta un inconveniente, oltre a quello di avere una durata di circa un terzo inferiore dei raddrizzatori a catodo caldo, che è quello di creare disturbi a R.F.. Normalmente questi disturbi però sono sensibili solo sulle onde lunghe e sulle frequenze più basse della gamma onde medie. In ogni caso sono facilmente eliminabili con un filtro costituito da una piccola impedenza A.F. ed un condensatore di opportuna capacità, inserito sul catodo. Per funzionare richiede un assorbimento minimo di corrente di 30 mA. Corrente massima erogata, 70 mA. Volt c.a. per placca max 300. E' una valvola metallica, con zoccolo octal piccolo.

CV6 (VT 232) = Triodo a riscaldamento indiretto (fig. 4) - Eccellente oscillatore per O.U.C. (montato su un piccolo trasmettitore sui 56 Mc al posto di una 6L6, semplicemente collegando griglia e placca ai piedini corrispondenti con un pezzo di filo e senza alcun accorgimento particolare, ha dato risultati lievemente superiori). Accensione a 6,3 Volt, 0,2 A. Volt placca norm. 250 (elevabili senza inconvenienti a 450), in vetro, con placca e griglia in testa, zoccolo octal piccolo.

VT 52 = Tetrodo a riscaldamento indiretto (fig. 5) - Usato come amplificatore di B.F. consente una uscita di oltre 3 Watt con un

fig.1-RV2P800

fig.2-RV12P2000

fig.3-OZ4

fig.4-CV6 (VT-232)

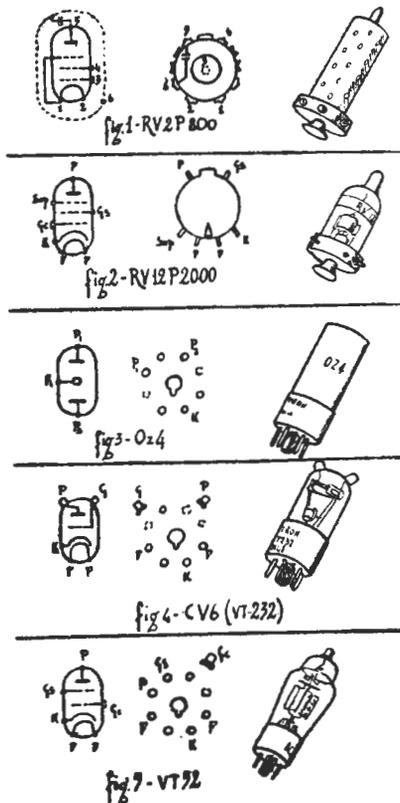
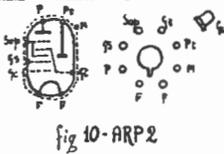
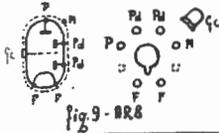
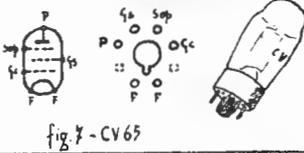
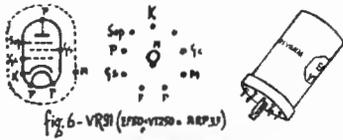
fig.5-VT52

fig. 6 - VR91 (EF50-VT250-ARP35)

fig. 7 - CV65

fig. 8 - ARP12

fig. 9 - AR8

fig. 10 - ARP2

segnale di ingresso pari ad 1/4 di quello richiesto da una 6V6 - Si presta ottimamente come oscillatore di piccola potenza. Accensione a 6,3 V - 0,2 A. Volt placca norm. 250 (elevabili a 350), con c.a. 40 mA. Volt schermo 250. In vetro, con griglia in testa; zoccolo octal piccolo.

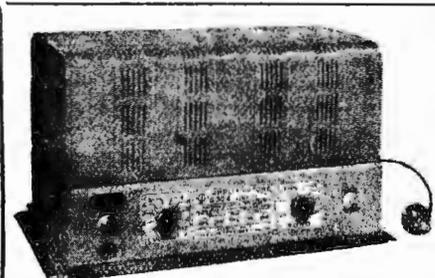
VR 91 (=EF50-VT250-ARP35) = Pentodo A.F. a riscaldamento indiretto (fig. 6) - Ottimo amplificatore A.F. per ricevitori O.C. e O.U.C. - Assolutamente sconsigliabile per O. Medie (rende infatti circa il triplo di una 6K7G su O.C. ed 1/3 della stessa su O. medie). Accensione a 6,3 Volt - 0.2 A. Volt placca norm. 250, schermo 250. Questa valvola è costruita interamente in vetro, con zoccolo chiave. Il bulbo è incorporato in una custodia metallica.

CV65 = Pentodo amplificatore B. F. a riscaldamento diretto (fig. 7). Ottimo per piccoli ricevitori trasportabili a batteria a eecco o per trasmettitori di dimensioni ridottissime. Usato come oscillatore sui 40 metri, con circa 200 volt di placca. rendeva oltre 5 watt, ed ha permesso collegamenti anche a notevole distanza con una aereo di fortuna. Come amplificatore di B.F. rende 2.5 Watt. Accensione a 2 volt; volt placca e schermo norm. 120 (elevabili senza inconvenienti a 250). In vetro; zoccolo octal grande.

ARP 12 = Pentodo amplificatore A.F. a riscaldamento diretto (fig. 8). Con la valvola precedente e le due seguenti costituisce una serie di valvole ottime per la realizzazione di piccoli ricevitori trasportabili a batterie. Ha caraterisiche molto simili alla 6K7G. Su O.C. ha però una maggiore sensibilità. Accensione a 2 volt - c. a. 0.1 A; Volt placca norm. 120. In vetro metallizzato; zoccolo octal grande.

AR8 = Doppio diodo triodo a riscaldamento diretto (fig. 9) - V. precedente. - Caratteristiche molto simili alla 6Q7G. Accensione e anodica come per la valvola precedente.

ARP2 = Triodo esodo a riscaldamento diretto (fig. 10) - V. Arp. 12 - Funzionamento e caratteristiche molto simili alla 8K8G. Accensione e anodica (anche per la sezione triodo) come per la valvola precedente.

N.B. - Tutte le connessioni rappresentate nelle figure si intendono agli zoccoli **visti da sotto**.

DALLE SEZIONI

TORINO. — Il 26 Aprile 1946 33 Soci di Torino hanno proceduto alla costituzione della Sezione di Torino. E' stato eletto un Consiglio Provvisorio così composto: dr. Maurizio Bigliani, Giuseppe Boella, ing. G. L. Colonnetti, dr. Vittorio Turletti, Ruggero Visconti.

Attività delle Sezioni

ROMA. — La sezione Romana il cui numero di soci ha raggiunto oramai il centinaio, per il cortese interessamento del prof. Tortora Antonio, ha ottenuto per le proprie riunioni, dal presidente del CRAL ACEA, la concessione del locale di questo CRAL, in Via degli Astalli 19 (Palazzo Altieri). La sezione si riunisce due volte al mese di domenica mattina alle ore 10 in tale locale e le riunioni improntate a grande cordialità e fraternità fra i soci si svolgono intramezzate da piacevoli conversazioni tecniche tenute dai soci ing. Curcio e ing. Marini, su argomenti tecnici pratici, interessanti la categoria radianti. I medesimi alla fine delle conversazioni si mettono a disposizione dei soci per rispondere a tutti quei quesiti tecnici e consigli che vengono richiesti, dimodochè tutti possono trovare la soluzione a quei problemi e a quegli inconvenienti che ciascuno riscontra nelle proprie realizzazioni pratiche.

Si comunica a tutti i soci della sezione di Roma che per informazioni sulle riunioni e su tutto quanto altro si riferisce alla sezione possono rivolgersi al Presidente della sezione dott. Polli Carlo. via Aruli, 3, anche telefonicamente al n. 490 337 dopo le ore 21.

BOLOGNA. — La sezione di Bologna della ARI. l'Associazione Elettrotecnica Italiana, l'Associazione Ingegneri di Bologna hanno iniziato una fattiva collaborazione organizzando conferenze periodiche.

Il giorno 6 Luglio 1946 l'ammiraglio prof. dr. Vittorio De Pace ha tenuto una interessante conversazione sul tema: « Dalle radiotrasmissioni di Marconi nella villa di Pontecchio alla esplorazione degli spazi interplanetari col radar ».

VARESE. — Domenica 7 Luglio un gruppo di soci della Sezione di Varese si sono recati in visita al Centro di controllo della RAI ricevuti dall'ing. Galligioni (Direttore del Centro e presidente della sezione) e dai tecnici addetti i quali sono anche soci della ARI.

Dopo aver trattati diversi argomenti di attualità radiantistica gli intervenuti hanno visitato gli impianti del Centro stesso soffermandosi particolarmente ad osservare le apparecchiature che permettono la misura di frequenza delle stazioni ad onda media e corta con la precisione di un decimo di periodo, quelle per la misura di campo, di modulazione ed altri apparati inerenti i servizi di controllo della Radiodiffusione.

Alla fine della visita è stato offerto un piccolo spuntino quindi i gitanti si sono accomiatati esprimendo la loro soddisfazione per l'interessantissima visita che ha permesso loro di rendersi edotti di un genere di attività molto importante e generalmente poco conosciuta.

Per il mese di Agosto è prevista un altra riunione alla quale potranno partecipare anche i soci di altre sezioni.

BOLZANO. — Il 30 Maggio nei locali gentilmente concessi da Radio Bolzano, si sono riuniti i soci della sezione Arina che comprende una schiera di appassionati e studiosi di radiotecnica.

La seduta è stata aperta dal presidente della sezione, sig. Bruni, il quale ha illustrato ai presenti l'impianto della stazione radio ed ha tracciato vari altri argomenti tecnici.

Ha preso poi la parola il segretario della sezione sig. Ravanelli, il quale ha parlato sull'attività della risorta sezione soffermandosi in particolare su quanto è stato fatto dalla sezione stessa in questi ultimi tempi.

L'assemblea manifesta quindi il desiderio, subito accolto di effettuare una visita alla stazione trasmittente di Monticolo in unione alla sezione trentina dell'ARI, allo scopo di stabilire più intimi contatti tra le varie sezioni.

La seduta si è chiusa con l'augurio di poter effettuare frequentemente riunioni del genere per approfondire le cognizioni radiotecniche degli iscritti.

TRENTO. — Il giorno 19 Maggio 1946 alla presenza di N. 22 soci, nei locali della Birreria Pedavena sita in Trento, via S. Croce, si è tenuta la seconda riunione della Sezione dell'ARI di Trento.

Il presidente ha dato lettura delle circolari diramate da questa Direzione ed ha annunciato i nomi dei due Soci della Sezione di Trento, ai quali sarà concesso un permesso provvisorio per prove di trasmissione su 10 metri.

Il Presidente ha esortato tutti a pazientare ancora per qualche tempo essendo già varato il decreto concernente le licenze, decreto che aspetta solamente la firma degli Alleati.

Ha esortato tutti a curare particolarmente i sistemi di modulazione e di accordo di antenna che sono per la maggior parte poco curati e deficienti, causa di noie agli stessi OM ed agli abbonati della R.A.I.

In un secondo tempo i soci si sono scambiate delle idee e pareri diversi su questioni di carattere tecnico. E' avvenuto qualche scambio di materiale.

RUBRICA DEI LETTORI

Milano, 30-6-46

Spett. Associazione Radiotecnica Italiana

Milano

Mi richiamo alla lettera di 1AU (Federico Strada) mio vecchio amico, pubblicata nella « Rubrica dei Soci » del N. 3 per associarmi pienamente a quanto egli dice, a proposito della nuova ripresa radiantistica italiana. Ma sopratutto ritengo di insistere sul desiderio che abbiamo tutti noi vecchi OM dell'epoca 1925-1928 di mantenere i nostri nominativi, già da allora autorizzati dall'ARI. Anch'io, pur senza allinearmi con i «pionieri» italiani, ho al mio attivo più di 800 comunicazioni bilaterali, anche sulle massime distanze mondiali: il mio nominativo di 1FO era noto a moltissimi OM stranieri. Vorrei pertanto proporre, che il Radio Giorna'e. *ad evitare inutili equivoci, pubblicasse subito l'elenco dei nominativi confermati, pur facendo distinzione tra quelli regolarmente autorizzati e quelli in attesa di licenza o, come nel mio caso, non ancora in grado di allestire un trasmettitore. Così facendo, gli OM che avessero, pur senza volero, « usurpato » un nominativo, potrebbero provvedere in conformità.*

Invio a tutti, vecchi e nuovi OM, il mio augurio di buono e fruttifero lavoro e alla nostra A.R.I. il senso di gratitudine per l'opera che sta svolgendo per fare rinascere in Italia il vero radiantismo.

Dott. Ing. Franco Silvano Orefice

IFO

RADIANTI E RADIOTELEGRAFIA

Ormai con licenza o senza licenza le gamme destinate ai dilettanti rigurgitano di OM i quali per la verità non sempre si mantengono nei limiti di frequenza prescritta ma, particolarmente gli italiani sulla gamma dei 40 metri, hanno tendenza ad uscire di banda provocando interferenze alle stazioni radiotelegrafiche e sollevando di conseguenza energiche proteste da parte degli enti interessati. Ma non è a questo fatto che vogliamo dedicare la nostra attenzione ma bensì ad un altro che non è certamente meno importante almeno per il buon nome dei nostri radianti.

Ascoltando in questi ultimi tempi diversi QSO abbiamo potuto constatare che. mentre sono moltissimi gli OM americani, inglesi, svedesi, brasiliani, ecc., che trasmettono in telegrazia, quelli italiani sono piuttosto restii a dedicarsi ad un tal genere di attività e, cosa ben più grave, abbiamo potuto notare che ben pochi di coloro che vi si dedicano sono all'altezza di farlo con una certa competenza.

Se è vero che anche qualche OM estero si affaccia ogni tanto tentennante cercando di muovere i primi passi per lo meno con dei connazionali, bisogna riconoscere che la maggior parte di essi è in condizione di svolgere questo servizio con sicurezza, ed anzi moltissimi, specialmente gli americani, si fanno notare per le loro indubbie qualità di professionisti

Sarebbe perciò augurabile e consigliabile che i radianti italiani prima di addentrarsi in tale genere di comunicazioni ed in particolare con gli stranieri, cercassero di portarsi ad un livello tale che permetta loro di effettuare un collegamento rediotelegrafico senza fare delle figure poco edificanti come è successo per esempio all'OM italiano i 1PMT il quale alcune sere or sono annaspando con il tasto era riuscito ad entrare in QSO con l'americano W6KK. PMT faceva quel che poteva e l'americano nel quale per l'appunto si poteva intuire il professionista, resosi conto delle deboli qualità telegrafiche del suo corrispondente trasmetteva i suoi messaggi ad una velocità così ridotta e così ben cadenzata che anche un principiante sarebe stato nelle condiizoni di ricevere, ma PMT non capì niente, e sebbene in precedenza avesse dato in pessimo stile a W6KK un R8, dopo aver pasticciato qualche cosa di incomprensibile e che di morse aveva molto poco preferì non farsi più sentire in aria. Questo che abbiamo riportato non è che uno dei diversi casi di comunicazioni non troppo perfette di OM italiani che abbiamo avuto occasione di sentire.

Per conto nostro siamo certi che le comunicazioni radiotelegrafiche fra dilettanti siano piuttosto semplici ed indubbiamente molto più facili delle comunicazioni commerciali per effettuare le quali come è noto sono necessari anni ed anni di servizio anche dopo aver conseguito il tutt'altro che facile certificato internazionale di radiotelegrafista, ma vorremmo consigliare quei radianti che desiderano dedicarsi ad un simile genere di trasmissioni (e sarebbe sperabile che fossero molti) di mettersi per lo meno nelle condizioni di farlo con una certa sicurezza. cosa questa che si può ottenere con un unico mezzo e cioè eseguendo con costanza molti esercizi sia di trasmissione che di ricezione e possibilmente sotto il controllo di persona pratica che possa dare i necessari suggerimenti e correggere quei difetti che è così facile acquistare inizialmente. Successivamente alla fase iniziale un ottimo esercizio sarà quello di fare dei QSO con connazionali e conoscenti (certamente non appena sarà permesso) sistema questo che a poco a poco farà superare quella timidezza che molte volte

è la causa principale dell'insuccesso. A tale riguardo lo scrivente non appena la questione delle licenze sarà risolta, e speriamo che ciò avvenga presto, si terrà con piacere a disposizione di chiunque lo desideri per trasmettere via radio dei semplici esercizi di radiotelegrafia e fare con lo stesso mezzo dei semplici QSO per i principianti che lo desiderano e ciò con la speranza di rendersi utile alla massa dei radianti italiani

Piero Soati

★

A NOME DELLA « LEGHORN GANG »

Livorno *19 giugno 1946*

Spett.le A.R.I. - *Milano*

Ricevo la Vs. in data 12 c. m. e naturalmente non potevo non essere indgnato dell'interferenza di certi signori nelle nostre relazioni con la ARI.

Effettivamente l'ambizione fa dei brutti scherzi, ma quando tale ambiizone giunge a rovinare piani e progetti accarezzati nei lunghi anni di pericolosa attività non si può restare passivi.

Chi, se non la ARI, ha sfidato le autorità del tempo che fu per venire incontro a dei giovani desiderosi di approfondirsi nell'appassionante ramo del radiantismo?

Chi, se non la ARI, ci ha assegnato i nominativi di trasmissione in tempo di proibizione assoluta?

Chi, ci ha fatto il servizio delle QSL? Obietteranno forse che la ARI ha fatto questo per interesse?... per non perdere le quote della sparuta chiera degli OMs di quei tempi?..

E' l'ora di finirla con le ambizioni. Bisognava essere degli sciocchi per pensare che gli OM Italiani potessero avere le sospirate licenze prima delle elezioni, ma era convinzione assoluta che queste ci sarebbero state concesse dopo.

Chi dobbiamo ringraziare se questo non è avvenuto? Era naturale che le Superiori Autorità non sapendo che pesci pigliare sospendessero le licenze. Sta a noi vecchi OM far comprendere che se in Italia vi è un Ente che deve essere preposto alla disciplina del traffico dilettantistico, questo è la ARI, e questo è quello che faremo e che ora stiamo elaborando.

Intanto mentre in tutto il mondo si assiste al ripristino delle licenze (il 1. luglio avremo i W/VE e contorno sui 20 metri) in Italia si languisce e si sospira... per opera dei soliti ambiziosi.

Cordialità

Frank Sanfilippo.
Raoul Magni.
Mario Ianitto.

Modena, *12-VII-46*

Egregio Direttore,

ho ascoltato alcuni momenti la gamma dei 7000 Kc ed ho intercettato un mio omonimo I1MC, che lavora effettuando QSO italiani e chiamate in francese.

Vi pregherei perciò di voler « ospitare » queste mie poche righe sul Radio Giornale, *affinchè tutti gli OM amici e conoscenti possano prendere visione che:*

Il sottoscritto titolare del nominativo I1MC ha interrotto su invito dell'ARI ogni attività dal 10-XII-1945 e prego il nuovo I1MC ad interrompere ogni attività, od almeno a non usare questo nominativo già assegnato ufficialmente dall'ARI.

Ringraziando invio saluti.

Piero Bertolani
Largo Corsica, 1 - Modena

Lamentano pure l'usurpazione del loro nominativo: 1KO, 1SK, 1SN, 1MP.

RISOLLEVANDO UNA VECCHIA QUESTIONE.

L'indicazione delle condizioni atmosferiche al momento in cui avviene il QSO era, un tempo, ritenuta quasi indispensabile.

Io ritengo, che tutt'oggi la cosa meriti la massima considerazione e pertanto proporrei di unificare il metodo di catalogazione del tempo secondo la tabella creata dai dilettanti britannici.

Detta codificazione fu proposta anni or sono dalla RSGB alla IARU, erano i tempi in cui stava per scoppiare il conflitto e quindi delle decisioni non se ne è più saputo nulla.

Ad ogni modo la cosa è interessante per la sua praticità e merita di esser presa in considerazione. Esprimendo con Wx da 1 a 9 si può combinare due o tre numeri ed indicare sinteticamente le condizioni atmosferiche.

Ecco la tabella:

Wx 1 - Freddo
Wx 2 - Pioggia
Wx 3 - Nebbia
Wx 4 - Nuvoloso
Wx 5 - Vento
Wx 6 - Coperto ma buono
Wx 7 - Chiaro
Wx 8 - Asciutto
Wx 9 - Sole o caldo

La presente codificazione permette, specie ai grafisti, di indicare il tempo con pochi segni per esempio Wx 569 indica vento, coperto, caldo; Wx 125 freddo, pioggia, vento.

La maggior parte degli OM inglesi ha, sulla QSL, uno spazio riservato al Wx; a noi

non rimane che adottarlo e cercare di generalizzarlo. Uno dei compiti del radiante è appunto quello di migliorarsi e di aiutare gli altri a progredire.

Cordiali saluti.

Marino Miceli (I 1SN).

Torino, 2-8-46.

Spett.le A.R.I.,

P. S. - Gradirei che nel prossimo numero di « Radio Giornale » venisse fatto un appello a tutti gli OM che lavorano le bande dei 2,5 e 5 mt affinchè (se questo lo permettono i loro singoli impegni) effettuassero le loro prove di trasmissione e ascolto in determinate ore serali o diurne da rendersi note su « Radio Giornale » affinchè si abbia la possibilità in ottime condizioni di propagazione di essere uditi o effettuare collegamento a grandi e medie distanze, cosa questa non possibile se le ore di trasmissioni sono disparate.

P. P. Bavassano.

V A R I E

PER SILLABARE LE PAROLE IN RADIOTELEFONIA

A - ADAMS
B - BOSTON
C - CHICAGO (cicàgo)
D - DENVER
E - EDWARD (èduard)
F - FRANK (frenk)
G - GEORGE (giòrg)
H - HENRY
I - IDA
J - JOHN (giòn)
K - KING
L - LINCOLN
M - MARY (mèri)
N - NEW YORK (nuiòrk)
O - OCEAN (òscien)
P - PETER (piter)
Q - QUEEN (quiin)
R - ROBERT
S - SUGAR (sciùgar)
T - THOMAS
U - UNION (iùniou)
V - VICTOR
W - WILLIAM (uilliam)
X - X-RAY (icsrèi)
Y - YOUNG (iong)
Z - ZERO (ziro)

L'ing. Mario Mariani della Sezione di Bologna propone l'adozione delle seguenti parole del linguaggio radiotecnico per facilitare la identificazione dei nominativi nei QSO fra italiani:

A - AMPERE
B - BOBINA
C - CAPACITA'
D - DIODO
E - EMISSIONE
F - FARAD
G - GRIGLIA
H - HENRY
I - INDOTTO
K - KILO
L - LINEA
M - MARCONI
N - NEGATIVO
O - OHM
P - PLACCA
Q - QUARZO
R - RADIO
S - STADIO
T - TRIODO
U - UNITA'
V - VOLT
W - WATT
Y - I GRECO
Z - ZETA
J - JOULE
X - XILOFONO.

SISTEMA R-S-T

R (readability = intelligibilità)

1 inintelligibile
2 difficilmente intelligibile, qualche parola appena
3 intelligibile con gran difficoltà
4 intelligibile senza difficoltà
5 perfettamente intelligibile

S (signal strength = intensità del segnale)

1 debolissimo, difficilmente percettibile
2 debolissimo
3 debole
4 discreto
5 abbastanza buono
6 buono
7 discretamente forte
8 forte
9 fortissimo

T (tono = tonalità)

1 nota estremamente rozza
2 nota c. a. rozza

3 rozza, nota c. a. bassa
4 nota c. a. rozza discretamente musicale
5 nota modulata musicale
6 nota modulata. leggera traccia di fischio
7 quasi nota c. c.. leggera ondulazione
8 buona nota c. c.. appena tracce di ondulazione
9 purissima nota c. c.

(Se la nota sembra di controllo a cristallo, aggiungere una X dopo il numero).

Frequenze concesse agli OM negli U.S.A.

Ecco un elenco delle frequenze (in Mc) concesse a partire dal 15 Maggio.

3,500	—	4.0	A1
3,900	—	4.0	A3
27.185	—	27.455	AO, A1, A2, A3, A4, MF
28.0	—	29.7	A1
28,1	—	29.7	A3
29.0	—	29.7	FM
50,0	—	54.0	A1, A2, A3, A4
52,5	—	54.0	MF
144,0	—	148,0	A1, A2, A3, A4, FM
235,0	—	240.0	A1, A2, A3, A4, MF
420.0	—	430.0	A1, A2, A3, A4, A5, MF (potenza picco antenna non sup. a 50 watt).
1215,0	—	1295,0	A0, A1, A2, A3, A4, A5, MF, impulso
2300.0	—	2450,0	
5250.0	—	5650,0	
10000.0	—	10500.0	
21000.0	—	22000,0	
oltre 3000			

A0 = portante non modulata
A1 = telegrafia O.P.
A2 = O.P. modulata
A3 = fonia mod. amp.
A4 = facsimile
A5 = televisione
MF = modul. frequenza (fonia e grafia)

Al mese di giugno le bande di 7 e 14 Mc non erano ancora state concesse.

Nuovi DX - primato

Il miglior DX su 144 Mc sembra essere quello tra W1LAS e W1IVA su una distanza di 145 miglia.

Su 420 Mc è stato stabilito un QSO su 17 miglia.

W6OJK/2 e W9WHM/2 hanno stabilito un contatto alla distanza di 7/10 di miglio su 2300 Mc con potenza di uscita di 50-100 milliwatt e tubi faro.

Valvole faro

La GECO ha messo in commercio valvole faro per frequenze da 200 a 3370 Mc.:

2C40 (ricezione) tensione anodica 250 V, corr. anodica 20 mA. guadagno 12 dB. potenza 0.2 W

2C43 (trasmissione) tensione anodica 350 V, potenza uscita 1,5 - 5 W.

Nominativi di trasmissione

Si lamenta purtroppo l'inconveniente che molti radianti fanno uso di nominativi non di loro spettanza. Per ovviare tale inconveniente molti pensano che sarebbe conveniente addivenire alla pubblicazione su *Radio Giornale* dei nominativi già assegnati, menzionando pure il qra.

Gradiremmo sentire in proposito l'opinione dei Soci e delle Sezioni.

Quota per il servizio qsl.

Si rammenta che la quota per il servizio qsl dà diritto a ricevere una volta al mese le qsl in arrivo, mentre le qsl destinate all'Estero vengono pure spedite una volta al mese.

Siccome il servizio, cui la quota dà diritto, scade a fine dicembre di ogni anno, la quota da versare d'ora in poi, dovrà essere ridotta di L. 15 per ogni mese successivo al luglio, cioè L. 85 per il periodo agosto-dicembre, 70 per quello settembre-dicembre e così via.

Radio Amateur Handbook e QST

La ARI ha chiesto alla ARRL l'invio di 100 copie del R.A.H. 1946 ma abbiamo ora avuto notizie della IARU che l'edizione 1946 è esaurita.

Anche per gli abbonamenti al QST nulla possiamo dire di preciso.

Collaborazione alla Rivista.

Troppo esiguo è il numero di collaboratori. Le riviste come QST vivono grazie alla collaborazione di tutti gli OM. Preghiamo dunque i Soci di inviarci dati completi sui loro XTF, dati e consigli per la costruzione di bobine e altri componenti per XTR e RCR, consigli e dati basati sulla personale esperienza in merito alla messa a punto di trasmettitori, antenne, ecc.

La collaborazione viene retribuita.

Record Italiani su onde ultracorte.

Nel n. 3 di *Radio Giornale* abbiamo pubblicati i dati di alcuni primati mondiali su frequenze di 56 mc. e oltre. Allo scopo di compilare una tabella analoga per i risulati ottenuti da OM italiani preghiamo di inviarci dati documentati in proposito.

NEL MONDO DEGLI OM

Alcuni DX italiani

1AS — (dr. Silvio Pozzi - Novara).
56 Mc — Novara - Liverpool - 1300 km - 2 luglio 1938 - QSO con g5MQ.
116 Mc — Bugnate di Gozzano - Penice - 150 km.

1AY — (Giuseppe Fontana - Milano)
56 Mc — Milano - Belfast - 24 Giugno 1946.

2° ELENCO SOCI SOSTENITORI

	Totale precedente (v. N. 3)	L. 9093.—
25-5-46:	cap. cav. Giovanni Filippini - Lancenigo di Treviso	» 500.—
31-5-46:	sig. Mario Cipriani - via Spontini 113, Firenze	» 500.—
3-7-46:	dr. ing Gian Pietro Ga'ligioni - via Marconi 18, Sesto Calende	» 500.—
3-7-46:	dr. Fausto Casari - via Marconi 66, Novi di Modena	» 500.—
4-7-46:	rag. Amedeo Pinceti, corso Carbonara 7, Genova	» 500.—
31-7-46:	sig. Ruggero Visconti - via Gramsci, 3 - Torino	» 500.—
	Totale	L. 12093.—

A S C O L T I

Per mancanza di spazio pubblichiamo solo ascolti su 5 e 10 metri.

ASCOLTI SU 5 METRI

— Il socio L. Napoli ha ricevuto r9 g5BY il 19-5-46 alle 18.15 su ca. 59Mc. in auto con antenna quarto d'onda.

— Il socio Bonfà (Mantova) ha ricevuto il 23-6 alle ore 16-18 i seguenti OM italiani: 1AJI, IMAR, IALCEO, 1HD, 1CZ. 1BR. 1PR.

Il socio M. Malerba, Testona (Torino) ha ricevuto i1DA, i8AZ, i1XQ, i1MAS. Egli ci comunica ancora circa la ricezione su 56 Mc:

Saltuariamente, ricevute stazioni inglesi, non individuate perchè non è ancora invalso l'uso di ripetere il nominativo in grafia. Sarebbe molto opportuno se tutti gli OM italiani che lavorano su 56 e 112 Mc lo facessero.

Ieri sera 24 Luglio, ore 23-23,30, si sono verificate su 5 mt. condizioni eccezionali di propagazione: di colpo si sono ricevute 6 o 7 stazioni inglesi in fonia fortissime, altre in grafia ma molto deboli.

Sentite le G5ZV e G5MA che chiamavano i1DA (con cui stavo facendo QSO), un'altra (non individuata) che rispondeva ad una mia chiamata, altre che chiamavano: « CQ Italy ». Ma dopo pochissimo la banda si è chiusa.

ASCOLTI SU 10 METRI

— da F. Grossi, Firenze (I1KN) (dal 30 Maggio al 12 Giugno 1946):

Fonia: PK4DA, SU1KE, VS1BA, XZ2DN, EQ3W (Persia), G5JO, GC8NO, K3WL, G2AT, GM2AAT, G5YA, G4CY, G2AJ, GW5XN, G8UC, G8TO, G3RI, G3SK, G4AR, G2AI, G8LH, G3MI, G3LZ, G2FKO, OZ2EA, ON4IW, PA0DR, OZ3FM, PA0IN, PA0UN, ON4Q, PA0QJ, F8ID, ON4FL, D2AF, OK3ID, EA1D, XAPQ (Capua).

Grafia: PY2AC, PY6AG, LU7AZ, LU3DH, LU1EP, ZB2A, K4ESH, ZS2K, TF5C, VU2WP, VU3LR, VU2BG, YI2XG, VQ2HC, VQ2BI, ZE1JU, ET6MI (Addis Abeba), SV1ECX, GI5UR, OK1FF, D4UKW, OZ7SS, OZ7SN, G3SK, OZ7G, OZ4M, F8BS, G3UA, PA0NG, XACP (Sardegna).

— da G. Martelli (1PL) - Bologna (dal 26-5 al 12-6-46):

G3FJ, ON4BZ, D4AKO, G3MI, D4ABQ, G8IG, D4ALU, G8QV.

— da L. Zerbini (1LM) - Modena:

G2ADA, G2PJI, G2CBJ, G2AA, G2DT, G2FOS, G2CDI, G2HHD, G2PU, G3BM, G3MA, G3ME, G3MI, G3FJ, G4AL, G4CI, G4GWJ, G4GB, G6BC, G6DT, G6JK, G6WK, G6TD, G5XB, G5XG, G8AL, G8AG, G8JB, G8GB, G8VC, G8QX, GN4CW, GW3AX, CSZ, PR6, B2BI, B4AKQ, B4IMK, B5AJW, EA2M, F8IA, HB9BB, SU1RC, W5AX, W12CX, ZD2BS, PY5AG, I1KT.

— da Del Rocca (Firenze):

1KS, ACY, BDH.

— *dalla Sezione ARI di Bolzano* (dall'1-5 al 30-5-46):

PY4GP, XZ2DN, G6IY, G6GMT, PY1FE, LU3AB, G5PP, G6PT, SU1KE, G8DM, YR5AA, G8PV, EA1V, G3BM, G5NO, G8WV, G5OV, G2XV, G5OY, G6JL, F3DI, G8WV, G5EJ, G6XP, G6BW, G3DG, G3MI, G4NT, G5TP, F3IB, G6AY, G8LP, G5NT, G4CY, EA1D, XACP, XADT, CX2CO, PY1AE, PY1AEB, PA3JQ, ON4SSA, G3MI, G5OO, G8UY, SP1MG, G4K, G2WW, GW5VY, F3NO, G6JL, G4CY.

AVVISI ECONOMICI - L. 10 la parola

—CQ OM - XTMR 1SM 25 watt completa valvole, alimentatore, microfono ecc. perfetto funzionamento cedesi 25.000 - Scrivere Radio Brambilla - Varese.

Direttore responsabile: Ing. E. MONTU'

UNIONE TIPOGRAFICA - Milano - Via Pace, 19

MINUTERIE ELETTRICHE RADIO

M I L A N O

U F F I C I O   V E N D I T A :

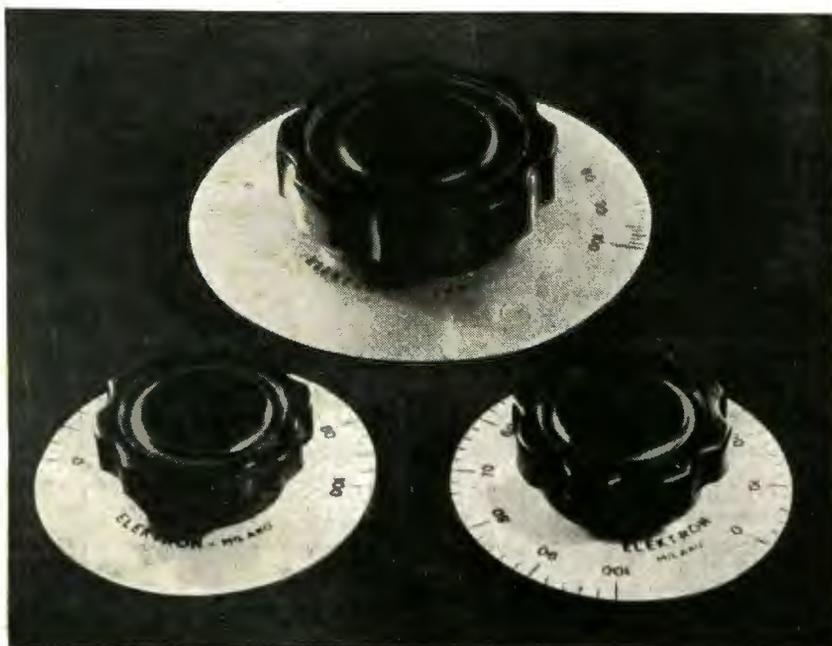
C L E M E N T E

Piazza Prealpi 4 - Tel. 90.971

CONDENSATORE VARIABILE AD ARIA MODELLO

523

PESO NETTO GRAMMI 300

BOTTONI GRADUATI PER STRUMENTI DI MISURA, TRASMETTITORI ECC.

RADIO

Via Pasquirolo N. 17

MILANO

Telefono N. 88564

●

TIPO PICCOLO

(diametro 60 millimetri)

L. 160

TIPO GRANDE

(diametro 100 millimetri)

L. 320

LABORATORI ARTIGIANI RIUNITI INDUSTRIE RADIOELETTRICHE

P.za 5 Giornate 1 - **MILANO** - Tel. 55-671

Esclusivi distributori con deposito

- **EMILIA - Ditta D. MONETI - BOLOGNA - Via Duca d'Aosta 77**
- **CAMPANIA e ABRUZZI - Ditta MARINI DONATO - NAPOLI - Via Tribunali 276**
- **UMBRIA - MARCHE e LAZIO - Soc. URIMS - ROMA - Via Varese 5**
- **LIGURIA - Ditta CROVETTO - GENOVA - Via XX Settembre 127 R**
- **PIEMONTE - SICILIA e SARDEGNA - Ditta OLIVERI NINO - GENOVA - Via Canale 4/3**

Fiera di Milano 12-27 Sett. 46 - Stand 1659-60 - pad. Elettro-Radio